



TUGAS AKHIR - TE 141599

**PENGATURAN KECEPATAN MOTOR INDUKSI TIGA
FASA MENGGUNAKAN METODE *FLUX VECTOR*
CONTROL BERBASIS *SELF-TUNING REGULATOR***

Ferry Arvianto
NRP 2215105076

Dosen Pembimbing
Dr. Ir. Mochammad Rameli

DEPARTEMEN TEKNIK ELEKTRO
Fakultas Teknologi Elektro
Institut Teknologi Sepuluh Nopember
Surabaya 2017



FINAL PROJECT - TE 141599

***THREE PHASE INDUCTION MOTOR SPEED CONTROL
USING FLUX VECTOR CONTROL METHOD BASED ON
SELF-TUNING REGULATOR***

Ferry Arvianto
NRP 2215105076

Supervisor
Dr. Ir. Mochammad Rameli

*DEPARTMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING
Faculty of Electrical Technology
Institut Teknologi Sepuluh Nopember
Surabaya 2017*

PERNYATAAN KEASLIAN TUGAS AKHIR

Dengan ini saya menyatakan bahwa isi sebagian maupun keseluruhan Tugas Akhir saya dengan judul :


**“Pengaturan Kecepatan Motor Induksi Tiga Fasa
Menggunakan Metode *Flux Vector Control*
Berdasarkan *Self-Tuning Regulator*”**

adalah benar-benar hasil karya intelektual mandiri, diselesaikan tanpa menggunakan bahan-bahan yang tidak diijinkan dan bukan merupakan karya pihak lain yang saya akui sebagai karya sendiri.

Semua referensi yang dikutip maupun dirujuk telah ditulis secara lengkap pada daftar pustaka.

Apabila ternyata pernyataan ini tidak benar, saya bersedia menerima sanksi sesuai peraturan yang berlaku.

Surabaya, 13 Juli 2017



Ferry Arvianto
NRP. 2215 105 076

Halaman ini sengaja dikosongkan

**PENGATURAN KECEPATAN MOTOR INDUKSI TIGA FASA
MENGUNAKAN METODE *FLUX VECTOR CONTROL*
BERBASIS *SELF-TUNING REGULATOR***

TUGAS AKHIR

**Diajukan untuk Memenuhi Sebagian Persyaratan
Untuk Memperoleh Gelar Sarjana Teknik
Pada**

**Bidang Studi Teknik Sistem Pengaturan
Departemen Teknik Elektro
Institut Teknologi Sepuluh Nopember**

Menyetujui :

Dosen Pembimbing

**Dr. Ir. Mochammad Rameli
NIP. 195412271981031002**



Halaman ini sengaja dikosongkan

PENGATURAN KECEPATAN MOTOR INDUKSI TIGA FASA MENGUNAKAN METODE *FLUX VECTOR CONTROL* BERBASIS *SELF-TUNING REGULATOR*

Nama : Ferry Arvianto

Dosen Pembimbing : Dr. Ir. Mochammad Rameli

ABSTRAK

Motor induksi tiga fasa adalah penggerak elektrik yang banyak digunakan di dunia industri karena konstruksinya yang kokoh, perawatan yang mudah, dan lebih ekonomis dibandingkan motor jenis lain dengan kapasitas data yang sama. Keunggulan yang banyak itu juga diimbangi dengan kelemahan berupa sulitnya motor induksi dalam hal pengontrolan kecepatan dibandingkan dengan motor jenis DC. Motor induksi tiga fasa sulit dikontrol kecepatannya karena motor ini tidak linier dan parameter motornya dapat berubah-ubah yang disebabkan oleh suhu, saturasi magnetik, dan frekuensi. Penggunaan metode *flux vector control* dengan ontroler *Self-Tuning Regulator* Tipe PI dipilih untuk mendapatkan pengaturan kecepatan motor induksi yang baik. Metode *flux vector control* akan membuat motor induksi tiga fasa bisa dikontrol seperti motor dc penguatan terpisah. Sedangkan penggunaan *Self-Tuning Regulator* digunakan untuk mengatasi perubahan parameter motor induksi. Sistem yang sudah dibuat disimulasikan di MATLAB dan hasil simulasi menunjukkan bahwa dengan menggunakan kontroler *Self-Tuning Regulator* Tipe PI lebih baik dibandingkan menggunakan kontroler PI konvensional, dimana kecepatan motor mampu mengikuti referensi kecepatan yang diberikan meskipun diberi pembebanan dan perubahan resistansi stator.

Kata Kunci : Motor induksi tiga fasa, *flux vector control*, *Self-Tuning Regulator*

Halaman ini sengaja dikosongkan

THREE PHASE INDUCTION MOTOR SPEED CONTROL USING FLUX VECTOR CONTROL METHOD BASED ON SELF-TUNING REGULATOR

Name : Ferry Arvianto

Supervisor : Dr. Ir. Mochammad Rameli

ABSTRACT

Three phase induction motor is an electric drives which is most use in industrial world due to it's robustness, easy maintenance, and more economic than other type of motor in it's class. The advantages also balance with the weakness that induction motor is difficult to speed controlling compared to DC machine. Three phase induction motor has difficulties to speed controlling because this motor is non-Linear and it's parameters frequently changing due to temperature, magnetic saturation, and frequency. Applying flux vector control method combined with PI type Self-Tuning Regulator was choosen to get a better speed controlling of induction motor. flux vector control method will make three phase induction motor can be controlled as separatedly excitation dc motor. While Self-Tuning Regulator use to eliminating effect of induction motor parameter changing. The system that has been made is simulated in MATLAB and those result shows that using PI type Self-Tuning Regulator controller better than using convensional PI controller where is the motor speed able to follow speed reference even given mechanical load and stator resistance changing.

Key words : *Three phase induction motor, flux vector control, Self-Tuning Regulator.*

Halaman ini sengaja dikosongkan

KATA PENGANTAR

Alhamdulillah Robbil ‘Alamin, puji syukur kehadiran Allah SWT. atas limpahan rahmat dan karunia-Nya, sehingga penulis dapat menyelesaikan Tugas Akhir ini yang berjudul :

“Pengaturan Kecepatan Motor Induksi Tiga Fasa Menggunakan Metode *Flux Vector Control* Berbasis *Self-Tuning Regulator*”

untuk memenuhi syarat kelulusan pada Bidang Studi Teknik Sistem Pengaturan, Jurusan Teknik Elektro, Fakultas Teknologi Industri, Institut Teknologi Sepuluh Nopember (ITS) Surabaya.

Dalam kesempatan ini penulis ingin mengucapkan terimakasih kepada pihak-pihak yang banyak berjasa terutama dalam pengerjaan Tugas Akhir ini, yaitu segenap keluarga besar khususnya ibunda, Alm. Ayahanda, Mbak Tanti, Mas Agus, Mas Dion yang selalu memberi dukungan baik moril maupun materiil, semangat, dan doa untuk keberhasilan penulis, Bapak Dr. Ir. Mochammad Rameli selaku dosen pembimbing yang telah banyak memberikan saran serta bimbingannya, seluruh dosen bidang studi Teknik Sistem Pengaturan dan Jurusan Teknik Elektro atas pendidikan dan ilmunya, Teman-teman dan semua pihak yang tidak dapat disebutkan satu persatu atas dukungannya kepada penulis, serta kepada “my best partner” yang selalu memberikan semangat dan dukungan untuk menyelesaikan tugas akhir ini.

Laporan Tugas Akhir ini masih jauh dari sempurna. Oleh karena itu, penulis mengharapkan kritik dan saran dari pembaca. Semoga buku laporan Tugas Akhir ini dapat memberikan manfaat bagi pembaca sebagai acuan penelitian selanjutnya.

Surabaya, 13 Juli 2017

Penulis

Halaman ini sengaja dikosongkan

DAFTAR ISI

| | |
|---|-------------------------------------|
| HALAMAN JUDUL | i |
| PERNYATAAN KEASLIAN TUGAS AKHIR..... | Error! Bookmark not defined. |
| LEMBAR PENGESAHAN | Error! Bookmark not defined. |
| ABSTRAK | ix |
| ABSTRACT | xi |
| KATA PENGANTAR..... | xiii |
| DAFTAR ISI..... | xv |
| DAFTAR GAMBAR..... | xvii |
| DAFTAR TABEL | xix |
| BAB 1 PENDAHULUAN | 1 |
| 1.1 Latar Belakang | 1 |
| 1.2 Perumusan Masalah | 2 |
| 1.3 Batasan Masalah | 2 |
| 1.4 Tujuan Penelitian | 2 |
| 1.5 Metodologi..... | 2 |
| 1.6 Sistematika Penulisan | 3 |
| 1.7 Relevansi..... | 4 |
| BAB 2 DASAR TEORI..... | 5 |
| 2.1 Motor Induksi Tiga Fasa | 5 |
| 2.1.1 Konstruksi Motor Induksi | 5 |
| 2.1.2 Prinsip Kerja | 6 |
| 2.2 Permodelan Dinamik Motor Induksi..... | 8 |
| 2.2.1 Transformasi Koordinat | 9 |
| 2.2.2 Model Matematis Motor Induksi | 10 |
| 2.3 Metode Vector Control | 13 |
| 2.3.1 Direct Vector Control..... | 15 |
| 2.3.2 Indirect Vector Control | 15 |
| 2.4 Hysteresis-Band Current Control PWM | 17 |
| 2.5 Kontroler PID..... | 18 |
| 2.5.1 Kontroler Proporsional (P) | 18 |
| 2.5.2 Kontroler Integral (I)..... | 19 |
| 2.5.3 Kontroler Derivatif (D) | 20 |
| 2.5.4 Kontroler Proporsional Integral Derivatif (PID) | 21 |

| | | |
|-----------------------------|---|-----------|
| 2.6 | Metode Self-Tuning Regulator (STR)..... | 22 |
| 2.6.1 | Estimasi Parameter..... | 23 |
| 2.6.2 | Perancangan Kontroler..... | 25 |
| BAB 3 | PERANCANGAN SISTEM | 29 |
| 3.1 | Desain Sistem Secara Umum | 29 |
| 3.2 | Permodelan Motor Induksi Tiga Fasa | 31 |
| 3.2.1 | Perancangan Model Motor Induksi Tiga Fasa..... | 31 |
| 3.2.2 | Transformasi Tiga Fasa ke Dua Fasa | 34 |
| 3.2.3 | Transformasi Dua Fasa ke Tiga Fasa | 35 |
| 3.2.4 | Perancangan Simulasi Respon Asli Motor Induksi | 35 |
| 3.3 | Perancangan Metode <i>Vector Control</i> | 36 |
| 3.3.1 | Perhitungan Nilai Tetha (θ_e) | 36 |
| 3.3.2 | Perhitungan Nilai Arus <i>Quadrature</i> (I_{qs}^*) | 37 |
| 3.3.3 | Perhitungan Nilai Arus <i>Direct</i> (I_{ds}^*) | 38 |
| 3.3.4 | Transformasi I_{ds}^* - I_{qs}^* Menjadi I_a^* , I_b^* , I_c^* | 38 |
| 3.3.5 | Perancangan Hysterisis-Band Current Control PWM | 39 |
| 3.4 | Perancangan Kontroler..... | 40 |
| 3.4.1 | Proses Estimasi Parameter Plant | 40 |
| 3.4.2 | Perancangan Metode Self-Tuning Regulator | 41 |
| 3.5 | Perancangan Beban Mekanik | 44 |
| 3.6 | Perancangan Perubahan Resistansi Stator | 44 |
| BAB 4 | PENGUJIAN DAN ANALISA | 47 |
| 4.1 | Pengujian dan Analisa Data | 47 |
| 4.1.1 | Pengujian dan Analisa Respon Asli Motor Induksi Tiga Fasa | 47 |
| 4.1.2 | Pengujian dan Analisa Metode <i>Vector Control</i> dengan Kontroler PI..... | 48 |
| 4.1.3 | Pengujian dan Analisa Metode <i>Vector Control</i> dengan Kontroler <i>Self-Tuning PI</i> | 54 |
| BAB 5 | PENUTUP..... | 59 |
| 5.1 | Kesimpulan | 59 |
| 5.2 | Saran | 59 |
| DAFTAR PUSTAKA | | 61 |
| LAMPIRAN A | | 63 |
| LAMPIRAN B | | 65 |

DAFTAR GAMBAR

| | |
|---|----|
| Gambar 2.1 Motor Induksi Tiga Fasa | 5 |
| Gambar 2.2 Rotor Tipe Sangkar Tupai | 6 |
| Gambar 2.3 Rotor Tipe Slip-Ring | 6 |
| Gambar 2.4 Efek Kopling pada Kumputan Stator dan Rotor Tiga Fasa .. | 8 |
| Gambar 2.5 Kumputan Stator dan Rotor Kumputan Dua Fasa | 8 |
| Gambar 2.6 Transformasi Clarke | 9 |
| Gambar 2.7 Transformasi Park | 10 |
| Gambar 2.8 Rangkaian Ekuivalen Motor Induksi Tiga Fasa Sumbu d-q .. | 12 |
| Gambar 2.9 Klasifikasi Pengendalian Motor Induksi | 13 |
| Gambar 2.10 Prinsip Dasar <i>Vector Control</i> | 14 |
| Gambar 2.11 Diagram Blok <i>Direct Vector Control</i> | 15 |
| Gambar 2.12 Diagram Phasor <i>Indirect Vector Control</i> | 16 |
| Gambar 2.13 Diagram Blok <i>Indirect Vector Control</i> [4] | 16 |
| Gambar 2.14 Prinsip Kerja <i>Hysteresis-Band Current Control PWM</i> | 18 |
| Gambar 2.15 Kontroler Proporsional | 19 |
| Gambar 2.16 Kontroler Integral | 20 |
| Gambar 2.17 Kontroler Derivatif | 21 |
| Gambar 2.18 Kontroler PID | 22 |
| Gambar 2.19 Diagram Blok <i>Self-Tuning Regulator</i> | 23 |
| Gambar 3.1 Diagram Blok Sistem Secara Umum | 30 |
| Gambar 3.2 Permodelan Motor Induksi Tiga Fasa | 34 |
| Gambar 3.3 Transformasi Tegangan Tiga Fasa ke Tegangan dq | 34 |
| Gambar 3.4 Transformasi Arus dq ke Arus Tiga Fasa (iabc)..... | 35 |
| Gambar 3.5 Diagram blok Pengujian Respon Asli Motor | 36 |
| Gambar 3.6 Perhitungan Nilai Tetha (θ_e) dan ω_e | 37 |
| Gambar 3.7 Perhitungan Nilai i_{qs}^* | 37 |
| Gambar 3.8 Perhitungan Nilai i_{ds}^* | 38 |
| Gambar 3.9 Transformasi $i_{ds}^* - i_{qs}^*$ Menjadi α - β dan | 38 |
| Gambar 3.10 Transformasi α - β Menjadi i_a^* , i_b^* , i_c^* | 39 |
| Gambar 3.11 Lebar <i>Band</i> untuk <i>Hysteresis-Band Current Control PWM</i> | 39 |
| Gambar 3.12 Diagram blok <i>Hysteresis-Band Current Control PWM</i> ... | 40 |
| Gambar 3.13 <i>Loop Self-Tuning Regulator</i> | 41 |
| Gambar 3.14 Diagram blok Metode <i>Vector Control</i> | 43 |
| Gambar 4.1 Respon Asli Kecepatan Motor Induksi Tiga Fasa..... | 47 |
| Gambar 4.2 Respon Kecepatan Tanpa Beban untuk Kontroler PI | 49 |

| | |
|--|----|
| Gambar 4.3 Respon Torsi Motor Tanpa Beban untuk Kontroler PI..... | 49 |
| Gambar 4.4 Respon Kecepatan Motor dengan Beban Minimal | 50 |
| Gambar 4.5 Respon Torsi Motor saat Beban Minimal..... | 51 |
| Gambar 4.6 Respon Kecepatan Motor dengan Beban Nominal..... | 51 |
| Gambar 4.7 Respon Torsi Motor saat Beban Nominal | 52 |
| Gambar 4.8 Respon Kecepatan dan Respon Torsi Motor dengan Beban Maksimal | 53 |
| Gambar 4.9 Respon Kecepatan dengan Perubahan Resistansi Stator ... | 54 |
| Gambar 4.10 Respon Kecepatan Tanpa Beban untuk Kontroler STPI . | 55 |
| Gambar 4.11 Respon Kecepatan dan Respon Torsi Motor dengan Beban Minimal | 55 |
| Gambar 4.12 Respon Kecepatan dan Respon Torsi Motor dengan Beban Nominal | 56 |
| Gambar 4.13 Respon Kecepatan dan Respon Torsi Motor dengan Beban Maksimal | 57 |
| Gambar 4.14 Respon Kecepatan dengan Perubahan Resistansi Stator . | 58 |

DAFTAR TABEL

| | |
|---|----|
| Tabel 3.1 Parameter Motor Induksi Tiga Fasa | 31 |
|---|----|

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB 1

PENDAHULUAN

1.1 Latar Belakang

Mesin listrik, yang mengubah energi listrik menjadi energi gerak dan sebaliknya merupakan penggerak utama dalam sebuah sistem penggerak elektrik. Sistem penggerak elektrik telah luas digunakan diberbagai macam aplikasi seperti pompa, kipas, elevator, kendaraan elektrik, dan lain-lain. Diantara semua jenis mesin listrik salah satu yang sangat populer adalah mesin ac. Mesin ac ini sangat populer dikarenakan lebih kokoh, murah, keandalan kerja yang tinggi dan tidak perlu dilakukan perawatan yang terlalu sering dibandingkan mesin dc. Jenis motor ac yang banyak digunakan yaitu motor induksi dengan tipe rotor sangkar tupai (*squirrel cage rotor*). Namun motor induksi ini lebih dipilih untuk sistem pengerak yang membutuhkan kecepatan putar yang konstan. Sedangkan motor dc dipilih untuk sistem yang membutuhkan kecepatan yang bisa diatur. Hal itu terjadi karena kontrol kecepatan pada motor induksi jauh lebih sulit dibandingkan pada motor dc yang memiliki piranti kontrol yang lebih sederhana dan respon torsi yang cepat [1].

Sulitnya pengaturan kecepatan pada motor induksi dikarenakan motor jenis ini tidak linier. Penyebab motor tiga fasa ini tidak linier karena parameter pada motor induksi itu sendiri yang dapat berubah. Perubahan parameter tersebut dikarenakan beberapa hal antara lain suhu, saturasi magnetik, dan frekuensi [2]. Penambahan beban mekanik juga mampu mengubah parameter dari motor sehingga kecepatan motor akan berkurang dan tidak mencapai kecepatan yang diinginkan.

Berdasarkan kelemahan dari motor induksi tersebut maka dibutuhkan suatu cara untuk melakukan pengaturan kecepatan motor induksi agar dapat berputar sesuai dengan kecepatan yang diinginkan meskipun terjadi perubahan parameter dan terjadi penambahan beban. Metode yang dipilih adalah dengan menggunakan metode *flux vector control* (FOC) dimana dengan metode ini motor induksi akan mampu memiliki respon torsi dan fluks rotor yang sama dengan motor dc penguatan terpisah [2]. Untuk mengkompensasi perubahan parameter dan beban dari motor induksi terhadap perubahan kecepatan motor, kontroler yang dipilih adalah dengan menggunakan *self-tuning regulator* tipe PI agar tetap mampu mempertahankan kecepatan sesuai nilai kecepatan yang diinginkan.

1.2 Perumusan Masalah

Perumusan masalah pada tugas akhir ini adalah merancang metode *vector control* untuk mengatur kecepatan motor induksi dimana antar fluks dan torsi akan diatur secara terpisah. Untuk menjaga kecepatan motor induksi dari perubahan parameter plant dan penambahan beban mekanik maka dirancang kontroler adaptif *self-tuning regulator* untuk mengatur arus *quadrature* dari motor induksi.

1.3 Batasan Masalah

Berdasarkan rumusan masalah penulis akan membatasi masalah tersebut oleh karena itu, penelitian yang dilakukan dapat tercapai. Batasan masalah dari penelitian tersebut sebagai berikut:

- a. Kontroler *Self-Tuning PI* digunakan sebagai kontroler arus *quadrature*
- b. Pembebanan yang diberikan pada motor induksi sebesar beban torsi minimal, beban torsi nominal, dan beban torsi maksimal yang diberikan dengan cara pembebanan langsung.
- c. Perubahan parameter yang diberikan hanya perubahan resistansi stator (R_s).

1.4 Tujuan Penelitian

Tujuan penelitian pada tugas akhir ini membuat perancangan dan simulasi untuk mengatur kecepatan motor induksi tiga fasa dengan menggunakan metode *vector control* dengan kontroler arus *quadrature* menggunakan *self-tuning PI* untuk menjaga kecepatan motor induksi saat terjadi perubahan parameter.

1.5 Metodologi

Proses pengerjaan tugas akhir ini beberapa tahapan yaitu studi literatur, perancangan dan pembuatan sistem, pengujian sistem, analisis data, dan penulisan buku Tugas Akhir. Studi literature dilakukan mendapatkan teori mengenai sistem secara keseluruhan dari buku dan *paper* sebagai acuan penelitian. Tahap perancangan dan pembuatan sistem dilakukan dengan cara menentukan parameter motor induksi tiga fasa, membuat permodelan dari motor induksi tiga fasa, desain metode *vector control*, pembuatan kontroler *self-tuning PI*, dan membuat simulasi keseluruhan. Tahap selanjutnya adalah melakukan pengujian sistem untuk diambil data dari sistem yang sudah dibuat. Data didapat

berasal dari hasil simulasi yang menggunakan software matlab. Berdasarkan hasil simulasi dan data yang diperoleh, selanjutnya dilakukan analisa terhadap persen kesalahan yang terjadi. Pada tahapan yang terakhir yaitu penulisan buku, semua tahap pada penelitian ini didokumentasikan secara sistematis sehingga menjadi buku tugas akhir.

1.6 Sistematika Penulisan

Sistematika penulisan dalam penelitian ini terdiri dari lima bab yaitu pendahuluan, dasar teori, perancangan sistem, pengujian, analisis, dan penutup.

BAB 1 PENDAHULUAN

Bab ini membahas tentang latar belakang, perumusan masalah, batasan masalah, tujuan penelitian, metodologi, sistematika penulisan dan relevansi.

BAB 2 DASAR TEORI

Konsep dan teori yang menunjang penelitian ini, diantaranya mengenai teori motor induksi tiga fasa, permodelan dinamik motor induksi, metode *vector control*, kontroler PI, *self-tuning regulator*, dan pendekatan suhu dengan resistansi.

BAB 3 PERANCANGAN SISTEM

Penelitian ini dilakukan melalui beberapa tahapan perancangan sistem yang terbagi menjadi desain sistem, permodelan motor induksi tiga fasa, perancangan kontroler, dan perancangan simulasi.

BAB 4 PENGUJIAN DAN ANALISIS

Hasil simulasi dari perancangan sistem yang dibuat kemudian dilakukan analisis meliputi respon asli motor induksi tiga fasa, metode *vector control* dengan kontroler PI, dan metode *vector control* dengan kontroler *Self-Tuning PI*

BAB 5 PENUTUP

Setelah pengujian dan analisis selesai dilakukan, didapatkan kesimpulan dari hasil perancangan dan analisis yang telah dibuat, dan saran mengenai kemungkinan pengembangan penelitian ini.

1.7 Relevansi

Pengaturan kecepatan motor induksi menjadi hal yang sangat penting di setiap aplikasi kerja di industri. Contoh aplikasinya adalah pengaturan kecepatan *conveyor* untuk transportasi material sehingga jumlah material yang dipindahkan akan selalu konstan jumlahnya. Penerapan metode *Self-Tuning PI* dapat diaplikasikan untuk menjaga kecepatan motor *conveyor* sesuai dengan yang dibutuhkan meskipun beban material yang dipindahkan berubah-ubah. Hasil yang diperoleh dari Tugas Akhir ini dapat menjadi referensi untuk pembelajaran pengaturan kecepatan motor induksi tiga fasa di bidang akademik maupun untuk diterapkan di *plant* motor induksi yang banyak digunakan di industri saat ini.

BAB 2

DASAR TEORI

2.1 Motor Induksi Tiga Fasa

Motor induksi tiga fasa banyak digunakan dunia industri di berbagai *plant*. Tipe sangkar tupai merupakan tipe yang paling banyak digunakan di dunia industri. Mesin tipe ini sangat kokoh dan tidak membutuhkan perawatan yang terlalu sering. Jenis motor induksi lainnya yang lebih sedikit digunakan adalah jenis *wound rotor*. Jenis motor tipe ini biasanya digunakan dalam aplikasi khusus, biasanya yang berhubungan dengan keberadaan dan kemudahan untuk mengakses lilitan rotor[3].

2.1.1 Konstruksi Motor Induksi

Sebuah motor induksi terdiri dari banyak bagian, stator dan rotor menjadi subsistem dasar dari mesin. Rangkaian Stator merupakan bagian dari mesin yang tidak berputar dan terletak pada bagian luar. Terdiri dari tiga pasang kumparan, digabungkan secara bintang atau segitiga. Untuk susunan yang paling sederhana, kumparan-kumparan tersebut saling terpisah berjarak 120 derajat satu dengan lainnya dan dieksitasi oleh sumber suplai tiga fasa.

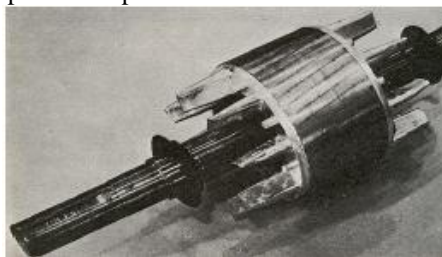


Gambar 2.1 Motor Induksi Tiga Fasa

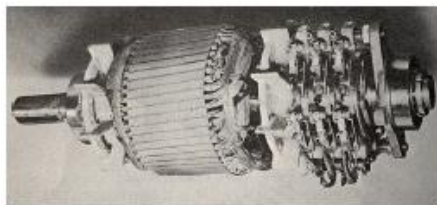
Rangkaian rotor disusun dari kumparan tiga fasa yang dihubungkan singkat secara internal (di dalam struktur rotor) atau secara eksternal (melalui *slip-ring* dan sikat arang). Rotor dengan kumparan hubung singkat internal dikenal sebagai *squirrel cage rotor* atau rotor sangkar tupai, yang terdiri dari sejumlah batang kawat dimiringkan dan terhubung singkat pada kedua ujung-ujung rotor. Rotor tipe *slip-ring* memiliki kumparan rotor dengan terminal terhubung pada cincin-cincin yang

terpasang di poros rotor. *Slip-ring* tersebut terisolasi secara elektrik satu dengan lainnya. Kebanyakan kumparan rotor terhubung dalam bentuk bintang di bagian dalam, dan tiga terminal terhubung pada *slip-ring*. Sikat arang terpasang pada stator menyentuh *slip-ring* secara kontinu terus-menerus untuk mendapatkan sambungan sempurna antara kumparan rotor dengan peralatan luar[1].

Gambar motor induksi dengan rotor tipe sangkar tupai dan rotor tipe *slip-ring* dapat dilihat pada Gambar 2.2 dan Gambar 2.3.



Gambar 2.2 Rotor Tipe Sangkar Tupai



Gambar 2.3 Rotor Tipe *Slip-Ring*

2.1.2 Prinsip Kerja

Prinsip kerja pada motor induksi erat kaitannya dengan Hukum Faraday dan Gaya Lorentz. Hukum Faraday menjelaskan mengenai konduktor yang memotong garis-garis gaya dari suatu medan magnet (fluks) yang konstan, maka pada konduktor tersebut akan timbul tegangan induksi. Sedangkan Gaya Lorentz yang berlaku pada prinsip kerja motor induksi menjelaskan bahwa apabila konduktor yang dialiri arus berada pada medan magnet, maka pada konduktor tersebut akan timbul suatu gaya.

Secara garis besar prinsip kerja dari motor induksi tiga fasa dapat dijelaskan dalam tahapan-tahapan di bawah ini:

- a. Pada kumparan stator yang disuplai sumber tegangan tiga fasa akan timbul medan magnet. Adanya perubahan tegangan (sinusoidal) maka medan magnet akan berubah dan menimbulkan medan putar dengan kecepatan sinkron (N_s). Besarnya nilai kecepatan sinkron dapat dirumuskan sebagai berikut

$$N_s = \frac{60 \cdot f}{p} \quad (2.1)$$

di mana, N_s = kecepatan sinkron (rpm)

f = frekuensi stator pada motor induksi (Hz)

p = jumlah pasang kutub/poles.

- b. Medan putar pada stator akan memotong konduktor yang terdapat pada sisi rotor, sehingga akan menimbulkan tegangan induksi (Hukum Faraday).
- c. Tegangan induksi yang timbul pada konduktor yang dihubungkan singkat akan menghasilkan arus. Arus mengalir keluar dari konduktor yang persis berada di bawah permukaan kutub magnet menuju ujung batang konduktor dan kembali melalui konduktor yang lain.
- d. Konduktor yang mengalirkan arus berada di dalam medan magnet dari magnet permanen, maka pada konduktor akan bekerja satu gaya mekanik (Gaya Lorentz). Gaya yang dibangkitkan selalu mendorong konduktor searah dengan arah pergerakan medan magnet.

Arus stator dan arus rotor yang dihasilkan akan menimbulkan torsi elektromagnetik (T_e) pada motor. Jika torsi mula yang dihasilkan cukup besar, maka rotor akan berputar searah dengan medan putar stator. Tegangan terinduksi terjadi jika adanya perbedaan antara kecepatan angular dari medan putar stator (N_s) dengan kecepatan putar rotor (N_r). Perbedaan antara N_s dan N_r disebut dengan slip (S), dinyatakan dengan:

$$S = \frac{\Delta N}{N_s} = \frac{\Delta \omega}{\omega_s} = \frac{N_s - N_r}{N_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (2.2)$$

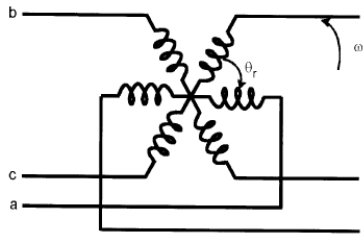
di mana, ω_s = kecepatan angular stator (rad/s)

N_r = kecepatan rotor (rpm)

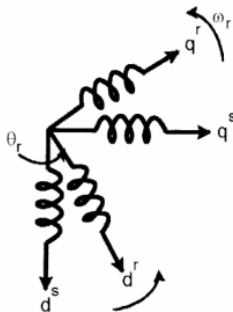
ω_r = kecepatan elektrik rotor (rad/s)

2.2 Permodelan Dinamik Motor Induksi [1]

Performansi dinamik dari mesin AC lebih kompleks karena kumparan rotor 3 fasa bergerak pada lilitan stator 3 fasa. Pada dasarnya kumparan stator dan rotor pada motor induksi dapat dianggap sebagai trafo dengan bagian keduanya bergerak, di mana koefisien kopling antara fasa stator dan rotor berubah secara kontinu dengan perubahan dari posisi rotor θ_r . Model dari motor induksi dapat digambarkan dengan persamaan diferensial serta mutual induktansi yang berubah terhadap waktu, tapi model yang lainnya cenderung sangat kompleks. Mesin tiga fasa dapat digambarkan dengan mesin dua fasa yang sebanding. Penggambaran motor induksi dalam dua fasa disimbolkan dalam sumbu d (*direct*) dan q (*quadrature*). Gambar efek kopling pada kumparan stator dan rotor tiga fasa dapat dilihat pada Gambar 2.4 dan 2.5.



Gambar 2.4 Efek Kopling pada Kumparan Stator dan Rotor Tiga Fasa



Gambar 2.5 Kumparan Stator dan Rotor Kumparan Dua Fasa

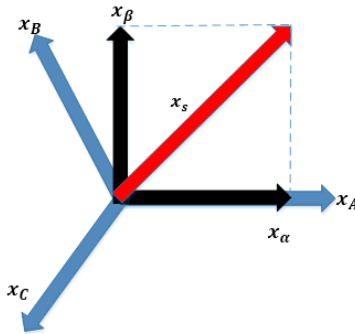
Untuk memudahkan di dalam analisa motor induksi tiga fasa maka digunakan model dinamik d - q yang menggambarkan motor induksi tiga fasa dalam koordinat 2 fasa.

2.2.1 Transformasi Koordinat

Transformasi yang digunakan untuk mengubah koordinat motor induksi dari tiga fasa ke dalam koordinat dua fasa. Terdapat dua buah koordinat dua fasa yaitu koordinat stasioner ($\alpha\beta$) dan koordinat *synchronously rotating* (dq).

2.2.1.1 Transformasi Clarke

Transformasi Clarke ialah Transformasi dari koordinat tiga fasa ke koordinat stasioner dua fasa ($\alpha\beta$). Sumbu α seperti terlihat pada Gambar 2.6 berhimpitan dengan sumbu a_s dan sumbu β tertinggal dari sumbu a sebesar $\pi/2$ [1]. Sehingga resultan vektor (R) dari transformasi tersebut dapat diperoleh.



Gambar 2.6 Transformasi Clarke

Persamaan 2.3 menunjukkan persamaan transformasi tiga fasa (abc) ke koordinat stasioner dua fasa ($\alpha\beta$). Variabel X dapat berupa nilai tegangan, arus dan fluks.

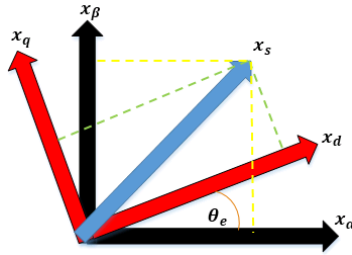
$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_{0s} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{as} \\ x_{bs} \\ x_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Lalu untuk melakukan transformasi dari koordinat stasioner dua fasa ($\alpha\beta$) ke transformasi tiga fasa (abc) digunakan persamaan invers transformasi Clarke seperti pada persamaan 2.4.

$$\begin{bmatrix} x_{as}^* \\ x_{bs}^* \\ x_{cs}^* \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \cdot \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 & \frac{2}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{\alpha}^* \\ x_{\beta}^* \\ x_{0s}^* \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

2.2.1.2 Transformasi Park

Transformasi Park digunakan untuk mengubah koordinat dua fasa stationer ($\alpha\beta$) ke dalam koordinat *synchronously rotating frame* (dq) yang tetap pada rotor [1]. Gambar 2.7 menunjukkan gambar transformasi Park.



Gambar 2.7 Transformasi Park

Persamaan 2.5 menunjukkan persamaan untuk mengubah koordinat dua fasa stationer ($\alpha\beta$) ke dalam koordinat *synchronously rotating frame* (dq).

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{\alpha} \\ x_{\beta} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Persamaan 2.6 menunjukkan persamaan untuk mengubah koordinat *synchronously rotating frame* (dq) ke dalam koordinat dua fasa stationer ($\alpha\beta$).

$$\begin{bmatrix} x_{\alpha}^* \\ x_{\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d^* \\ x_q^* \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

2.2.2 Model Matematis Motor Induksi

Untuk mempermudah analisis motor induksi dengan menggunakan rangkaian ekivalen motor induksi. Rangkaian ekivalen motor induksi

ditunjukkan pada Gambar 2.8. Analisis dari rangkaian ekivalen meliputi tegangan stator dan rotor, *flux linkage*, dan torsi dari motor induksi. Persamaan 2.7 menyatakan persamaan untuk tegangan stator dan rotor.

$$\begin{aligned}
V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} - \omega_e \lambda_{qs} \\
V_{dr} &= 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr} \\
V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + \omega_e \lambda_{ds} \\
V_{qr} &= 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr}
\end{aligned} \tag{2.7}$$

Lalu untuk persamaan *flux linkage* ditunjukkan pada Persamaan 2.7.

$$\begin{aligned}
\lambda_{ds} &= L_s \cdot i_{ds} + L_m \cdot i_{dr} \\
\lambda_{qs} &= L_s \cdot i_{qs} + L_m \cdot i_{qr} \\
\lambda_{dr} &= L_s \cdot i_{dr} + L_m \cdot i_{ds} \\
\lambda_{qr} &= L_s \cdot i_{qr} + L_m \cdot i_{qs}
\end{aligned} \tag{2.7}$$

Kemudian Persamaan 2.7 disubstitusikan ke Persamaan 2.6 sehingga didapatkan Persamaan 2.8.

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_e L_s & pL_m & -\omega_e L_m \\ \omega_e L_s & R_s + pL_s & \omega_e L_m & pL_m \\ pL_m & -(\omega_e - \omega_r) L_m & R_r + sL_r & -(\omega_e - \omega_r) L_r \\ (\omega_e - \omega_r) L_m & pL_m & (\omega_e - \omega_r) L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \tag{2.8}$$

dengan,

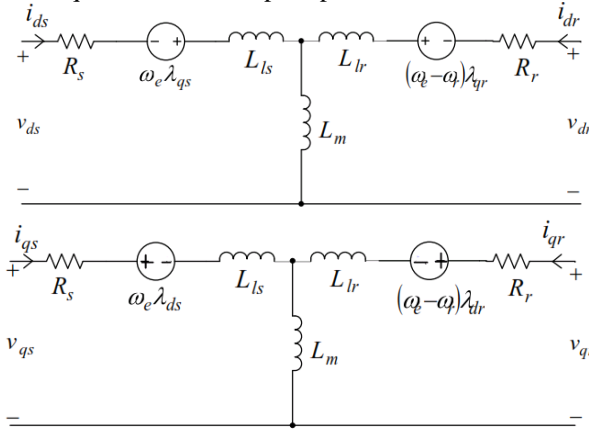
$$\begin{aligned}
p &= \frac{d}{dt} \\
L_s &= L_{ls} + L_m \\
L_r &= L_{lr} + L_m
\end{aligned} \tag{2.9}$$

di mana,

$$\begin{aligned}
V_{qs}, V_{ds} &= \text{tegangan stator pada sumbu dq (Volt)} \\
V_{qr}, V_{dr} &= \text{tegangan rotor pada sumbu dq (Volt)} \\
i_{qs}, i_{ds} &= \text{arus stator pada sumbu dq (Ampere)} \\
i_{qr}, i_{dr} &= \text{arus rotor pada sumbu dq (Ampere)} \\
\lambda_{qs}, \lambda_{ds} &= \text{fluks stator pada sumbu dq (Webber)}
\end{aligned}$$

| | |
|------------------------------|--------------------------------------|
| $\lambda_{qr}, \lambda_{dr}$ | = fluks rotor pada sumbu dq (Webber) |
| R_s | = tahanan stator (Ohm) |
| R_r | = tahanan rotor (Ohm) |
| L_s | = induktansi stator (Henry) |
| L_r | = induktansi diri rotor (Henry) |
| L_M | = induktansi mutual (Henry). |

Dari persamaan tegangan dan arus pada Persamaan 2.6 maka didapatkan rangkaian ekivalen yang mampu merepresentasikan permodelan d-q motor induksi seperti pada Gambar 2.8.



Gambar 2.8 Rangkaian Ekivalen Motor Induksi Tiga Fasa Sumbu d-q

Dari nilai arus dan fluks yang sudah dipaparkan pada persamaan di atas, maka dapat dicari nilai torsi elektromagnetik yang dibangkitkan dengan menggunakan Persamaan 2.10 dan Persamaan 2.11[1].

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (2.10)$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} L_m (i_{qs} \cdot i_{dr} - i_{ds} \cdot i_{qr}) \quad (2.11)$$

di mana,

T_{em} = Torsi elektromagnetik yang dibangkitkan (Nm)

P = Jumlah pasang kutub.

Untuk mencari besarnya kecepatan mekanik ω_m dapat menggunakan Persamaan 2.11 dan untuk kecepatan yang dihasilkan pada

rotor ω_r , dapat menggunakan Persamaan 2.12 di mana pada persamaan tersebut terdapat hubungan antara torsi yang dibangkitkan (T_{em}) dengan torsi beban (T_L)

$$T_{em} = T_L + J \frac{d\omega_m}{dt} = T_L + \frac{2}{P} J \frac{d\omega_r}{dt}$$

$$\omega_m = \int \frac{T_{em} - T_L}{J} dt \quad (2.11)$$

$$\omega_r = \int \frac{T_{em} - T_L}{J} \cdot \frac{P}{2} dt \quad (2.12)$$

di mana,

T_L = torsi beban (N.m)

T_{em} = torsi elektromagnetik yang dibangkitkan (N.m)

J = momen inersia (kg.m^2)

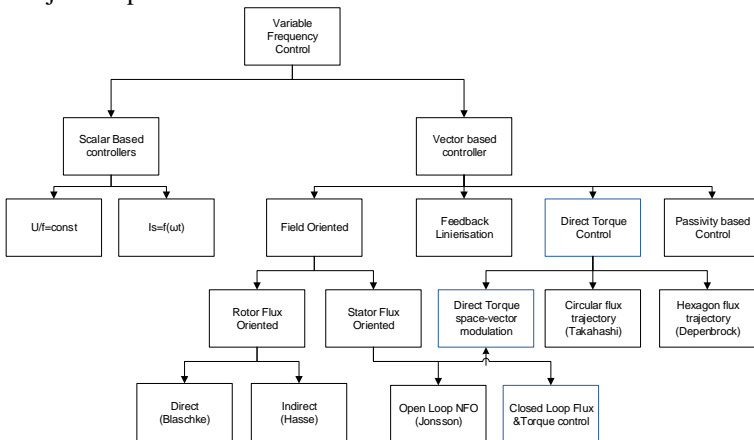
P = jumlah pasang kutub

ω_r = kecepatan elektris rotor (rad/s)

ω_m = kecepatan mekanik rotor (rad/s)

2.3 Metode Vector Control [1]

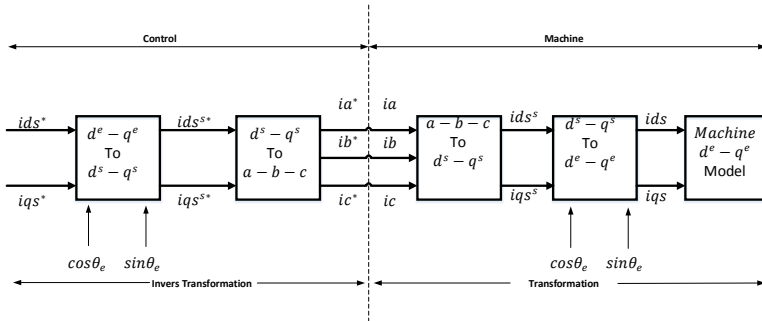
Proses pengendalian motor induksi dibagi menjadi 2 macam, yaitu pengendalian secara skalar dan *vector*. Pada pengendalian skalar, motor induksi lebih mudah untuk diatur, namun sinyal respon yang dihasilkan cenderung lambat dan cenderung tidak stabil karena sistem yang dihasilkan berorde tinggi. Klasifikasi pengendalian motor induksi ditunjukkan pada Gambar 2.9.



Gambar 2.9 Klasifikasi Pengendalian Motor Induksi

Salah satu pengendalian motor induksi adalah *vector control*. *Vector Control* atau disebut juga *Field Oriented Control* (FOC) merupakan metode pengaturan medan pada motor ac, di mana sistem *coupled* diubah menjadi sistem *decoupled*. Dengan sistem ini sistem ini arus penguatan dan arus beban motor dapat dikontrol secara terpisah, dengan demikian torsi dan fluks juga dapat diatur secara terpisah. Diagram blok yang menggambarkan prinsip dasar *vector control* pada motor induksi ditunjukkan pada Gambar 2.10.

Model mesin induksi ditampilkan dalam kerangka referensi sinkron putar. Inverter dihilangkan dari Gambar dengan asumsi memiliki gain arus, yang menghasilkan arus i_a, i_b, i_c yang ditentukan oleh arus i_a^*, i_b^*, i_c^* dari kontroler. Arus mesin terminal i_a, i_b, i_c dikonversi ke arus i_{ds}^s dan i_{qs}^s dengan transformasi 3 fasa ke 2 fasa. Kemudian diubah ke dalam kerangka acuan putar oleh komponen *vector unit* ($\cos \theta_e$ dan $\sin \theta_e$) sebelum diterapkan pada mesin d^e-q^e . Kontroler membuat 2 tahap transformasi inverse oleh karena itu, arus i_{ds}^s dan i_{qs}^s bisa dikontrol masing – masing. Selain itu unit faktor juga membuat arus i_{ds}^s dengan fluks λ_r dan i_{qs} tegak lurus.

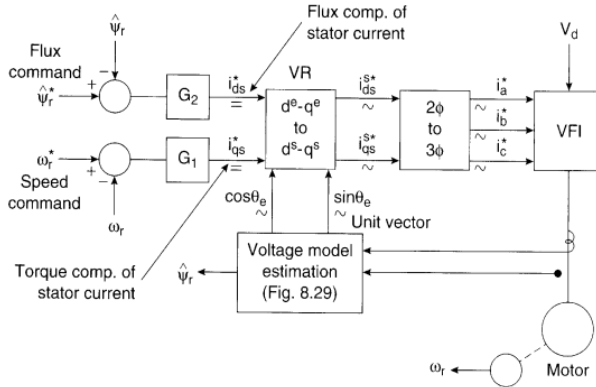


Gambar 2.10 Prinsip Dasar *Vector Control*

Pada dasarnya, terdapat 2 metode umum pengendalian *vector*. Perbedaan dari 2 metode tersebut terletak pada cara membangkitkan unit vektor ($\cos \theta_e$ dan $\sin \theta_e$). Metode tersebut yaitu: *direct vector control* dan *indirect vector control*.

2.3.1 Direct Vector Control

Gambar 2.9 adalah diagram blok dasar untuk *direct vector control*. Parameter *vector control* I_{ds}^* dan I_{qs}^* merupakan nilai – nilai DC dalam *synchronously rotating frame*.

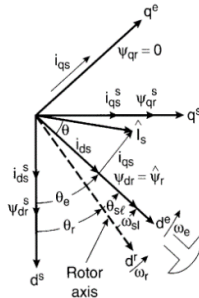


Gambar 2.11 Diagram Blok *Direct Vector Control*

Nilai I_{ds}^* dan I_{qs}^* dikonversikan ke *stationary frame* dengan bantuan *vector rotation* (VR) dari sinyal *vector* ($\cos\theta_e$ dan $\sin\theta_e$) yang dihasilkan dari sinyal *vector* fluks ψ_{dr} dan ψ_{qr} . Sinyal *stationary frame* yang dihasilkan ψ_{dr} dan ψ_{qr} , dikonversi di inverter.

2.3.2 Indirect Vector Control

Metode *vector control indirect* pada dasarnya sama dengan *vector control direct*, yang berbeda pada sinyal *unit vector* yang dihasilkan dengan cara *feedforward*. Gambar 2.12 menjelaskan prinsip dasar pengendalian *indirect vector control* dengan bantuan diagram fasor dan diagram blok untuk *indirect vector control* ditunjukkan seperti pada Gambar 2.13. Berdasarkan diagram fasor, untuk melakukan *decoupling control*, fluks (λ_r) pada arus i_{ds} harus segaris dengan sumbu d dan komponen torsi (T_e) pada arus i_{qs} harus segaris dengan sumbu q.

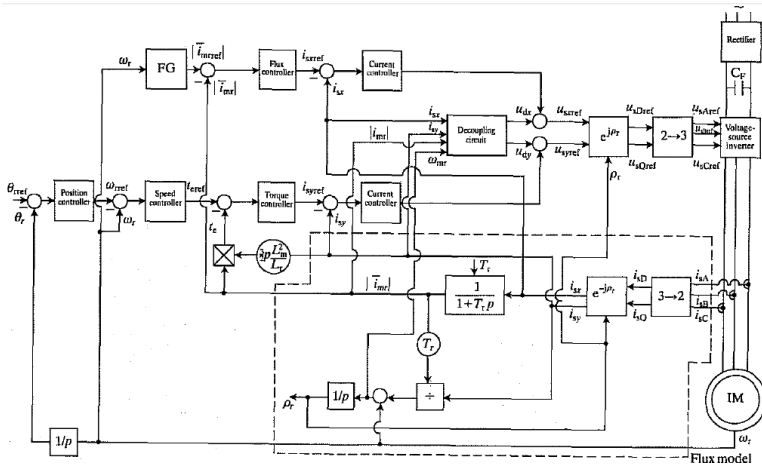


Gambar 2.12 Diagram Phasor *Indirect Vector Control*

Penurunan persamaan untuk *indirect vector control* dapat dilakukan dengan menggunakan rangkaian ekivalen seperti pada Gambar 2.6. Dengan menggunakan persamaan fluks rotor (λ_{qr} dan λ_{dr}) dari persamaan 2.7, maka persamaan dapat dibentuk menjadi:

$$i_{dr} = \frac{1}{L_r} \lambda_{dr} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \quad (2.13)$$

$$i_{qr} = \frac{1}{L_r} \lambda_{qr} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (2.14)$$



Gambar 2.13 Diagram Blok *Indirect Vector Control*[4]

Untuk pengaturan secara terpisah (*decoupling control*), diinginkan $\lambda_{qr} = 0$. Oleh karena itu, dengan mensubsitisi Persamaan 2.13 dan 2.14 maka diperoleh persamaan:

$$\lambda_{dr} = \frac{(L_m \cdot i_{ds})}{\tau_r s + 1} \quad (2.15)$$

atau jika fluks $\hat{\lambda}_r =$ konstan maka,

$$\lambda_{dr} = L_m \cdot i_{ds} \quad (2.16)$$

Nilai kecepatan slip (ω_s)

$$\omega_{sl} = \frac{(L_m \cdot i_{qs})}{(\lambda_{dr} \cdot \tau_r)} \quad (2.17)$$

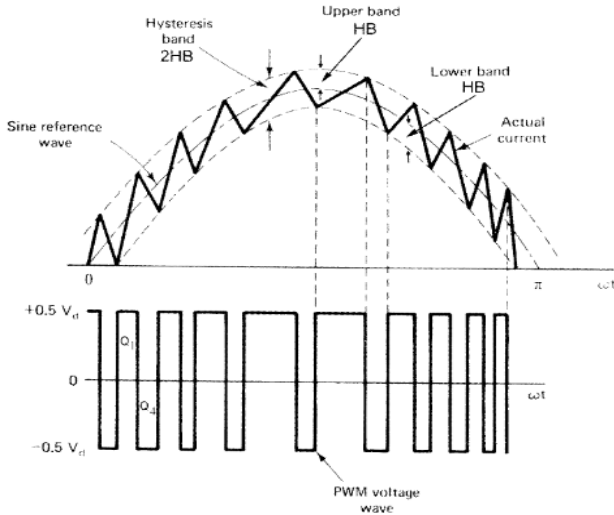
$$\omega_e = \omega_{sl} + \omega_r \quad (2.18)$$

$$\theta = \int \omega_e dt \quad (2.19)$$

2.4 Hysterisis-Band Current Control PWM [1]

Hysterisis-Band Current Control PWM merupakan metode pengaturan arus umpan balik secara instan dan terus menerus untuk menghasilkan sinyal PWM, dimana arus aktual secara terus menerus mengikuti arus referensi di area *hysteresis band*.

Gambar 2.14 menunjukkan cara kerja *Hysterisis-Band Current Control PWM* dimana rangkaian kontrol membentuk gelombang referensi arus sinusoidal dengan *magnitude* dan frekuensi yang diinginkan, kemudian dibandingkan dengan arus fasa aktual dari motor. Ketika arus mencapai nilai *hysteresis-band* yang diberikan, saklar bagian atas akan berada pada kondisi tidak aktif sedangkan saklar bagian bawah akan aktif. Hasilnya adalah transisi tegangan output berkisar antara $+0.5 \cdot V_d$ hingga $-0.5 \cdot V_d$. saat arus melewati batas band terendah, saklar bagian bawah tidak akan aktif dan saklar bagian atas akan aktif. Gelombang arus aktual dibuat mengikuti gelombang sinus arus referensi didalam *hysteresis-band* secara *back-and-forth* untuk *switching* saklar bagian bawah dan atas.



Gambar 2.14 Prinsip Kerja *Hysterisis-Band Current Control PWM*

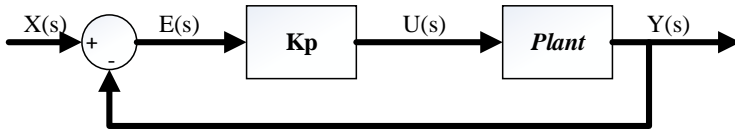
2.5 Kontroler PID [5]

Kontroler PID merupakan kontroler yang memanfaatkan umpan balik untuk memperbaiki kinerja sistem atau proses. Kontroler ini menghitung nilai kesalahan (*error*) yang merupakan perbedaan antara nilai acuan (*setpoint*) dan keluaran yang terukur sensor. Cara kontroler PID dalam meminimalisasi nilai kesalahan adalah dengan mengatur sinyal kontrol masukan yang diberikan ke dalam sistem. Berikut ini akan dijelaskan karakteristik dari elemen penyusun kontroler PID, yaitu proporsional, integral, dan derivatif.

2.5.1 Kontroler Proporsional (P)

Kontroler Proporsional menghasilkan sinyal keluaran yang sebanding atau proporsional dengan besarnya sinyal kesalahan (selisih antara besaran yang diinginkan dengan harga aktualnya). Secara lebih sederhana dapat dikatakan, bahwa keluaran kontroler proporsional merupakan perkalian antara konstanta proporsional dengan masukannya.

Gambar 2.15 menunjukkan diagram blok yang menggambarkan hubungan antara besaran *setpoint*, besaran aktual dengan keluaran kontroler proporsional.



Gambar 2.15 Kontroler Proporsional

Kontroler proporsional seperti pada Gambar 2.15 dapat ditulis dalam Persamaan 2.18

$$U(s) = K_p \cdot E(s) \quad (2.18)$$

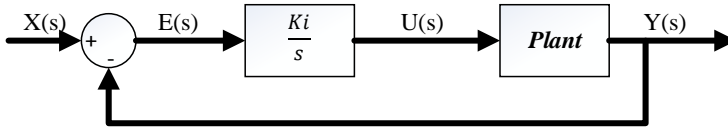
Penggunaan kontroler proporsional menghasilkan beberapa karakteristik berikut ini:

1. Jika nilai K_P kecil maka kontroler proporsional hanya mampu melakukan koreksi kesalahan yang kecil, oleh karena itu, akan menghasilkan respons sistem yang lambat.
2. Jika nilai K_P dinaikkan, respons sistem menunjukkan semakin cepat mencapai keadaan tunaknya (*steady state*).
3. Namun jika nilai K_P diperbesar oleh karena itu, mencapai harga yang berlebihan, akan mengakibatkan sistem bekerja tidak stabil, atau respons sistem akan berosilasi.

2.5.2 Kontroler Integral (I)

Kontroler Integral berfungsi menghasilkan respons sistem yang memiliki *error steady state* = nol. Jika sebuah *plant* tidak memiliki unsur integrator, kontroler proporsional tidak akan mampu menjamin keluaran sistem dengan kesalahan keadaan tunaknya nol. Karena itu dengan adanya kontroler integral, respons sistem dapat diperbaiki, yaitu mempunyai kesalahan keadaan tunaknya nol.

Kontroler integral memiliki karakteristik seperti halnya sebuah integral. Keluaran kontroler sangat dipengaruhi oleh perubahan yang sebanding dengan nilai sinyal kesalahan. Keluaran kontroler ini merupakan penjumlahan yang terus menerus dari perubahan masukannya. Jika sinyal kesalahan tidak mengalami perubahan, keluaran akan menjaga keadaan seperti sebelum terjadinya perubahan masukan. Gambar 2.16 menunjukkan diagram blok yang menggambarkan hubungan antara besaran setpoint, besaran aktual dengan keluaran kontroler integral.



Gambar 2.16 Kontroler Integral

Kontroler integral seperti pada Gambar 2.16 dapat ditulis dalam Persamaan 2.19.

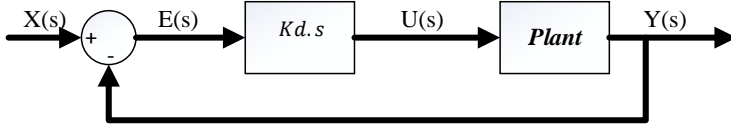
$$U(s) = \frac{K_i}{s} \cdot E(s) \quad (2.19)$$

Penggunaan kontroler integral menghasilkan beberapa karakteristik berikut ini:

1. Keluaran kontroler membutuhkan selang waktu tertentu oleh karena itu, kontroler integral cenderung memperlambat respons.
2. Ketika sinyal kesalahan bernilai nol, keluaran kontroler akan bertahan pada nilai sebelumnya.
3. Jika sinyal kesalahan tidak bernilai nol, keluaran akan menunjukkan kenaikan atau penurunan yang dipengaruhi oleh besarnya sinyal kesalahan dan nilai K_i .
4. Kontroler integral K_i yang bernilai besar akan mempercepat hilangnya *offset*. Tetapi semakin besar nilai konstanta K_i akan mengakibatkan peningkatan osilasi dari sinyal keluaran kontroler.

2.5.3 Kontroler Derivatif (D)

Keluaran kontroler derivatif memiliki sifat seperti halnya suatu operasi derivatif. Perubahan yang mendadak pada masukan kontroler, akan mengakibatkan perubahan yang sangat besar dan cepat pada keluaran. Gambar 2.17 menunjukkan diagram blok yang menggambarkan hubungan antara besaran *set point*, besaran aktual dengan keluaran kontroler diferensial.



Gambar 2.17 Kontroler Derivatif

Kontroler derivatif seperti pada Gambar 2.17 dapat ditulis dalam Persamaan 2.20.

$$U(s) = Kd.s.E(s) \quad (2.20)$$

Penggunaan kontroler derivatif seperti pada Gambar 2.17 menghasilkan beberapa karakteristik berikut ini:

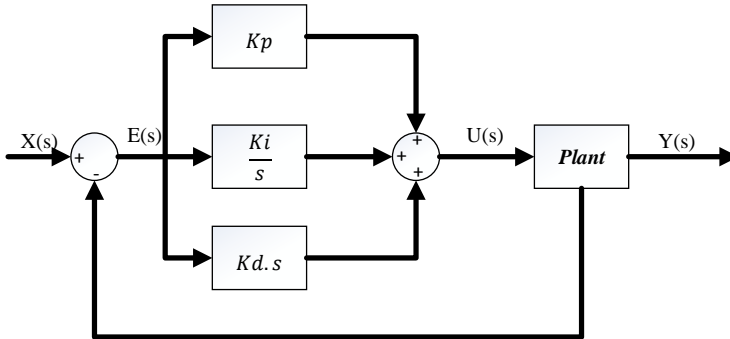
1. Kontroler ini tidak dapat menghasilkan keluaran bila tidak ada perubahan pada masukannya (berupa sinyal kesalahan).
2. Jika sinyal kesalahan berubah terhadap waktu, maka keluaran yang dihasilkan kontroler tergantung pada nilai K_d dan laju perubahan sinyal kesalahan.
3. Kontroler diferensial mempunyai karakter untuk mendahului, oleh karena itu, kontroler ini dapat menghasilkan koreksi yang signifikan sebelum pembangkit kesalahan menjadi sangat besar. Jadi kontroler diferensial dapat mengantisipasi pembangkit kesalahan, memberikan aksi yang bersifat korektif, dan cenderung meningkatkan stabilitas sistem.

Berdasarkan karakteristik kontroler tersebut, kontroler derivatif umumnya dipakai untuk mempercepat respon awal suatu sistem, tetapi tidak memperkecil kesalahan pada keadaan tunaknya. Kerja kontroler diferensial hanyalah efektif pada lingkup yang sempit, yaitu pada periode peralihan. Oleh sebab itu kontroler diferensial tidak pernah digunakan tanpa ada kontroler lain pada sebuah sistem.

2.5.4 Kontroler Proporsional Integral Derivatif (PID)

Kontroler PID ini menggabungkan paralel ketiga elemen kontroler (proporsional, integral, derivatif), oleh karena itu, kelebihan dan kekurangan dari masing-masing kontroler dapat saling menutupi.

Elemen-elemen kontroler P, I, dan D masing – masing bertujuan untuk mempercepat atau memperlambat reaksi suatu sistem dan mengurangi atau menghilangkan *error*. Gambar 2.18 menunjukkan diagram blok kontroler PID.



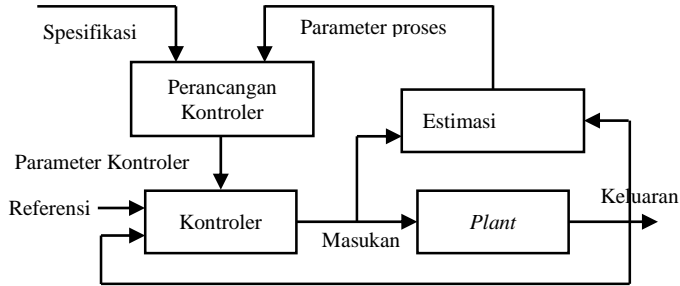
Gambar 2.18 Kontroler PID

Dari diagram blok pada Gambar 2.18 dapat ditulis dalam persamaan Laplace sebagai berikut:

$$U(s) = (Kp + \frac{Ki}{s} + Kd.s)E(s) \quad (2.21)$$

2.6 Metode Self-Tuning Regulator (STR)[6]

Saat sistem *real* sedang beroperasi, parameter-parameter *plant* akan mengalami perubahan tanpa dapat diprediksi. Perubahan parameter *plant* tersebut dapat diatasi dengan metode *self-tuning regulator*. Setiap perubahan yang terjadi pada *plant* akan diestimasi, dimana variabel proses hasil estimasi tersebut akan digunakan untuk merancang kontroler baru untuk *update* parameter PI. Sehingga sistem dapat selalu menyesuaikan terhadap setiap perubahan yang terjadi pada *plant*.



Gambar 2.19 Diagram Blok *Self-Tuning Regulator*

Metode *self-tuning regulator* terdiri dari 2 *loop*. *Loop* pertama merupakan sistem *closed loop* pada umumnya yang meliputi kontroler, *plant* dan sinyal *feedback*, sedangkan *loop* lainnya melibatkan proses estimasi, perancangan kontroler baru dan penalaan parameter kontroler.

2.6.1 Estimasi Parameter

Salah satu metode estimasi yang banyak diterapkan adalah metode estimasi *Least Squares* yang telah dirumuskan oleh Karl Friedrich Gauss pada akhir abad 18. Tujuan dari proses estimasi parameter adalah untuk memprediksikan perubahan parameter yang terjadi pada *plant* selama sistem beroperasi, karena selama sistem *real* sedang beroperasi, parameter-parameter *plant* akan mengalami perubahan tanpa dapat diprediksi secara manual. Oleh karena itu, harus digunakan metode tertentu untuk melakukannya. Metode yang diterapkan pada penelitian ini adalah metode estimasi *Least Squares*.

Metode *Least Squares* pertama kali dirumuskan oleh Karl Friedrich Gauss pada akhir abad 18 yang digunakan untuk mendefinisikan orbit planet dan asteroid. Gauss menyatakan bahwa dengan prinsip tersebut parameter-parameter yang tidak diketahui dari suatu model matematika harus dipilih untuk menyelesaikannya. Metode *Least Squares* dapat diaplikasikan untuk menyelesaikan berbagai bentuk permasalahan. Model matematika dari metode *Least Squares* seperti pada Persamaan 2.22.

$$y(i) = \varphi_1(i).\theta_1^0 + \varphi_2(i).\theta_2^0 + \dots + \varphi_n(i).\theta_n^0 = \varphi^T(i).\theta^0 \quad (2.22)$$

dimana :

y = variabel terukur

φ = vektor regresi (terdiri dari data masukan dan keluaran)

θ = parameter model yang diidentifikasi

Vektor φ dan θ terdiri dari beberapa variabel seperti pada Persamaan 2.23 dan 2.24

$$\varphi^T(i) = (\varphi_1(i) \quad \varphi_2(i) \quad \dots \quad \varphi_n(i)) \quad (2.23)$$

$$\theta^0 = (\theta_1^0 \quad \theta_2^0 \quad \dots \quad \theta_n^0)^T \quad (2.24)$$

Bentuk masukan/keluaran yang berasal dari Persamaan 2.22 sampai 2.24 dapat disusun seperti pada Persamaan 2.26

$$y = \varphi\theta + E \quad (2.25)$$

$$E = y - \varphi\theta \quad (2.26)$$

dimana E adalah kesalahan model. Penambahan E bertujuan untuk menunjukkan bahwa pada setiap proses masukan menjadi keluaran model pasti terdapat kesalahan yang harus diperhitungkan. Metode *Least Squares* mencari kuadrat kesalahan terkecil. Jumlah kuadrat kesalahan dirumuskan seperti pada Persamaan 2.27.

$$\sum_{n=1}^N e_n^2 = E^T E \quad (2.27)$$

$$\sum_{n=1}^N e_n^2 = (Y - \varphi\theta)^T (Y - \varphi\theta) \quad (2.28)$$

$$E^T E = Y^T Y - \varphi^T Y \theta - Y^T \varphi \theta + \varphi^T \varphi \theta^2 \quad (2.29)$$

karena $\varphi^T Y = Y^T \varphi$, maka :

$$E^T E = Y^T Y - 2\varphi^T Y \theta + \varphi^T \varphi \theta^2 \quad (2.30)$$

dipilih θ untuk meminimalkan jumlah kuadrat kesalahan, sehingga diperoleh parameter *plant* seperti pada persamaan Persamaan 2.31.

$$\begin{aligned}
\frac{\partial \left(\sum_{n=1}^N e_n^2 \right)}{\partial \theta} &= \frac{\partial (E^T E)}{\partial \theta} = 0 \\
\frac{\partial (E^T E)}{\partial \theta} &= -2\varphi^T Y + 2\varphi^T \varphi \theta = 0 \\
-2\varphi^T Y &= +2\varphi^T \varphi \theta \\
\theta &= (\varphi^T \varphi)^{-1} \varphi^T Y
\end{aligned} \tag{2.31}$$

Persamaan beda untuk model diskrit orde pertama seperti pada Persamaan 2.32 dan 2.33.

$$y(k) = -ay(k-1) + bu(k-1) \tag{2.32}$$

atau dapat ditulis seperti pada Persamaan (2.33)

$$y(k) = \begin{bmatrix} y(k-1) & u(k-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} \tag{2.33}$$

dimana :

$$y = \varphi \theta$$

sehingga diperoleh :

$$\varphi = \begin{bmatrix} -y(k-1) & u(k-1) \end{bmatrix} \tag{2.34}$$

$$\theta = \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} \tag{2.35}$$

Pembahasan perancangan metode estimasi *Least Squares* di atas adalah untuk model orde pertama dimana nilai a dan b merupakan parameter yang dicari untuk model orde satu.

2.6.2 Perancangan Kontroler

Dari proses estimasi yang telah berlangsung, dihasilkan parameter *plant* yang digunakan untuk merancang kontroler baru agar dapat melakukan adaptasi terhadap perubahan-perubahan yang terjadi pada *plant*. Metode *self-tuning* digunakan untuk memperbarui parameter K_p

dan K_i berdasarkan model hasil estimasi. Proses *update* parameter K_p dan K_i seperti dijabarkan sebagai berikut.

Berdasarkan parameter model hasil estimasi dapat dirancang kontroler PI, sehingga diperoleh nilai τ dan K . Nilai tersebut digunakan untuk *update* parameter kontroler yang baru.

Model orde 1 ditunjukkan pada penurunan rumus berikut :

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{K}{\tau s + 1} \quad (2.36)$$

diubah menjadi bentuk diskrit dengan transformasi bilinear, dimana :

$$s = \frac{2}{Ts} \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right)$$

sehingga :

$$\begin{aligned} \frac{Y(z)}{X(z)} &= \frac{K}{\frac{2\tau}{Ts} \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right) + 1} \\ y(k) &= -\frac{Ts - 2\tau}{2\tau + Ts} y(k-1) + \frac{KTs}{2\tau + Ts} x(k-1) \end{aligned} \quad (2.37)$$

Bentuk umum model diskrit orde pertama :

$$y(k) = -a_1 y(k-1) + b_0 x(k-1) \quad (2.38)$$

$$a_1 = \frac{(Ts - 2\tau)}{2\tau + Ts}$$

$$\tau = \frac{T_s(1-a_1)}{2(a_1+1)} \quad (2.39)$$

$$b_0 = \frac{K \cdot T_s}{2\tau + T_s}$$

$$K = (2\tau + T_s) \cdot \frac{b_0}{T_s} \quad (2.40)$$

Nilai τ dan K yang diperoleh kemudian digunakan untuk merancang kontroler PI baru ke dalam bentuk persamaan beda. Karena kontroler yang dipilih adalah tipe PI maka persamaan kontroler seperti pada Persamaan 2.41.

$$\frac{U(s)}{E(s)} = Kp(1 + \frac{1}{\tau_i s}) \quad (2.41)$$

Kontroler PI yang masih dalam bentuk persamaan *laplace* akan diubah ke bentuk diskrit dengan menggunakan transformasi bilinear sehingga didapatkan kontroler dalam bentuk diskrit seperti pada Persamaan 2.42.

$$\frac{U(z)}{E(z)} = \frac{Kp \cdot 2 \cdot \tau_i (1 - z^{-1}) + Ts(1 + z^{-1})}{2\tau_i (1 - z^{-1})} \quad (2.42)$$

Persamaan 2.42 diatas kemudian diubah ke dalam bentuk persamaan beda sehingga menjadi seperti Persamaan 2.43.

$$u(k) = u(k - 1) + \left(Kp + \frac{Ts}{2\tau_i}\right)e(k) - \left(Kp - \frac{Ts}{2\tau_i}\right)e(k - 1) \quad (2.43)$$

Dimana nilai τ_i akan dipilih nilainya sama dengan nilai τ yang dihasilkan pada Persamaan 2.39 dan nilai Kp didapatkan dengan memenuhi persamaan dibawah ini.

$$Kp = \frac{\tau_i}{\tau^* \cdot K} \quad (2.44)$$

Dimana nilai K merupakan hasil nilai dari Persamaan 2.40. Nilai τ^* merupakan nilai dari spesifikasi yang diinginkan untuk sistem yang baru.

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB 3

PERANCANGAN SISTEM

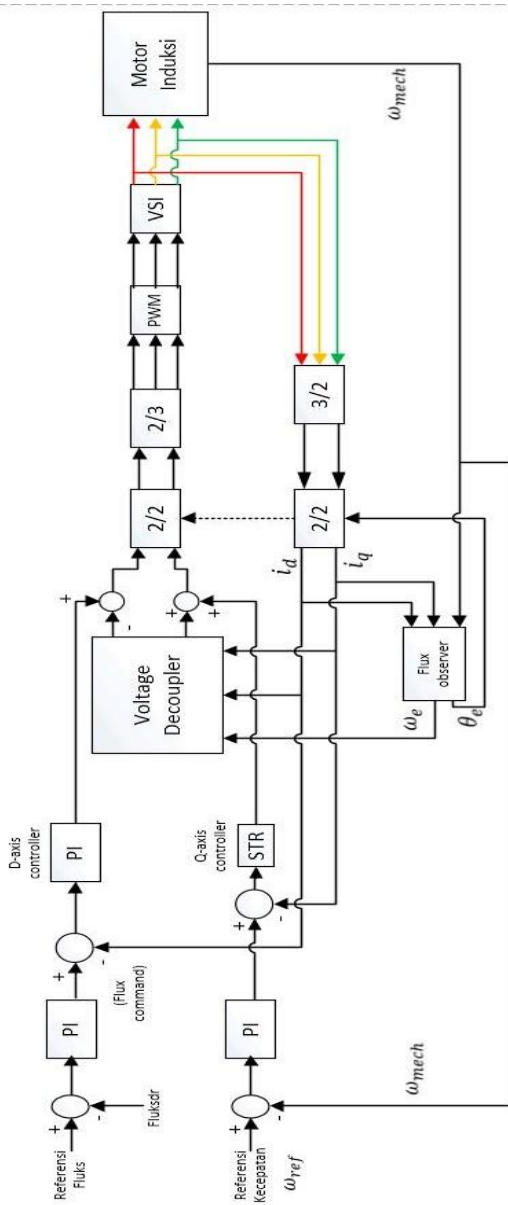
Bab ini menjelaskan tentang perancangan sistem secara keseluruhan yang dibagi dalam beberapa subbab antara lain desain sistem secara umum, permodelan motor induksi tiga fasa, perancangan *vector control*, perancangan kontroler, perancangan beban mekanik dan perancangan resistansi stator terhadap perubahan suhu.

3.1 Desain Sistem Secara Umum

Sistem yang akan dirancang pada tugas akhir ini memiliki beberapa bagian utama yaitu blok kontroler arus *quadrature* menggunakan *self-tuning pi*, blok kontroler PI, blok *voltage decoupler*, blok *hysteresis band current-control* PWM, blok *voltage source inverter* (VSI), dan yang paling utama adalah blok untuk model motor induksi itu sendiri. Secara umum, desain sistem yang akan dirancang ditunjukkan pada Gambar 3.1.

Pada diagram blok di Gambar 3.1, masukan berupa referensi kecepatan yang diinginkan (ω_{ref}). Referensi kecepatan akan dibandingkan dengan kecepatan rotor (ω_{rotor}) dan nilai error kecepatan akan digunakan untuk melakukan pengontrolan nilai torsi elektrik (T_e^*) yang diinginkan oleh kontroler PI. Nilai T_e^* akan diubah ke menjadi i_{qs}^* untuk kemudian dibandingkan nilainya dengan i_{qs} dari sistem sehingga didapatkan *error* i_{qs} . Nilai error tersebut akan digunakan sebagai masukan ke kontroler *Self-Tuning PI* yang kemudian akan masuk ke bagian *voltage decoupler*.

Hasil keluaran *voltage deoupler* akan menghasilkan V_d dan V_q yang akan menjadi masukan ke bagian blok PWM. Pada bagian ini, tegangan dua fasa d-q akan diubah menjadi arus tiga fasa estimasi (I_{abc}^*). Nilai arus tiga fasa estimasi (I_{abc}^*) kemudian akan dibandingkan nilainya dengan arus tiga fasa (I_{abc}) sehingga menghasilkan sinyal PWM melalui switching oleh blok *hysteresis band current Control PWM*. Sinyal PWM yang dihasilkan akan menentukan besarnya tegangan yang akan dihasilkan oleh *voltage source inverter* (VSI) untuk menyuplai tegangan tiga fasa (V_{abc}) ke motor induksi. Karena menggunakan permodelan dinamik d-q pada motor induksi, maka tegangan tiga fasa perlu dilakukan transformasi menuju ke bidang dua fasa dq. Keluaran yang akan didapat nantinya dari model motor induksi antara lain kecepatan putar motor (ω_{mr}), arus tiga fasa (I_{abc}), dan nilai torsi elektrik (T_e) dari motor.



Gambar 3.1 Diagram Blok Sistem Secara Umum

3.2 Permodelan Motor Induksi Tiga Fasa

Penelitian ini menggunakan permodelan dinamik dari motor induksi tiga fasa. Untuk melakukan permodelan dinamik dari motor induksi dibutuhkan parameter dari komponen – komponen yang menyusun motor tersebut. Parameter yang digunakan pada penelitian ini ditunjukkan pada Tabel 3.1.

Tabel 3.1 Parameter Motor Induksi Tiga Fasa

| No. | Nama | Satuan | Nilai |
|-----|---|-------------------|-------|
| 1 | Tegangan Sumber ($V_{\text{line-to-line}}$) | VAC | 600 |
| 2 | Frekuensi (F) | Hz | 50 |
| 3 | Tahanan Stator (R_s) | Ohm | 4,85 |
| 4 | Tahanan Rotor (R_r) | Ohm | 3,805 |
| 5 | Induktansi Stator (L_s) | mH | 0,274 |
| 6 | Induktansi Rotor (L_r) | mH | 0,274 |
| 7 | Induktansi Mutual (L_m) | mH | 0,258 |
| 8 | Jumlah Pole | | 4 |
| 9 | Inersia Rotor (J_r) | Kg.m ² | 0,031 |
| 10 | Tenaga Motor | KW | 1.5 |

3.2.1 Perancangan Model Motor Induksi Tiga Fasa

Permodelan motor induksi menggunakan model dinamik d-q yang didapatkan melalui studi literature sesuai dengan persamaan 2.8. Model dinamik d-q ini dipilih karena permodelan ini lebih sederhana karena mengeliminasi semua variable induktansi yang berubah terhadap waktu. Dengan lebih sederhananya persamaan yang dihasilkan oleh model dinamik d-q ini akan meningkatkan analisis dan penggunaan algoritma kontrol kecepatan.

Model dinamik d-q berbentuk matriks sesuai dengan Persamaan 2.8 dibawah ini.

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_e L_s & pL_m & -\omega_e L_m \\ \omega_e L_s & R_s + pL_s & \omega_e L_m & pL_m \\ pL_m & -(\omega_e - \omega_r)L_m & R_r + sL_r & -(\omega_e - \omega_r)L_r \\ (\omega_e - \omega_r)L_m & pL_m & (\omega_e - \omega_r)L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Pada model motor induksi diatas merupakan persamaan tegangan stator dan rotor yang masih mengandung komponen turunan ($p = \frac{d}{dt}$) sehingga perlu dilakukan pemisahan komponen. Pemisahan komponen dilakukan untuk memudahkan dalam pembuatan program nantinya. Untuk pemisahan variabel hasilnya sesuai dengan Persamaan 3.2.

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_e L_s & 0 & -\omega_e L_m \\ \omega_e L_s & R_s & \omega_e L_m & 0 \\ 0 & -(\omega_e - \omega_r) L_m & R_r & -(\omega_e - \omega_r) L_r \\ (\omega_e - \omega_r) L_m & 0 & (\omega_e - \omega_r) L_r & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} pL_s & 0 & pL_m & 0 \\ 0 & pL_s & 0 & pL_m \\ pL_m & 0 & pL_r & 0 \\ 0 & pL_m & 0 & pL_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Karena $p = \frac{d}{dt}$ maka Persamaan 3.2 bisa diubah menjadi Persamaan 3.3 dibawah ini.

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_e L_s & 0 & -\omega_e L_m \\ \omega_e L_s & R_s & \omega_e L_m & 0 \\ 0 & -(\omega_e - \omega_r) L_m & R_r & -(\omega_e - \omega_r) L_r \\ (\omega_e - \omega_r) L_m & 0 & (\omega_e - \omega_r) L_r & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Untuk mendapatkan bentuk persamaan differensial ($\frac{di}{dt}$) maka perlu dilakukan permisalan sebagai berikut.

$$A = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_e L_s & 0 & -\omega_e L_m \\ \omega_e L_s & R_s & \omega_e L_m & 0 \\ 0 & -(\omega_e - \omega_r) L_m & R_r & -(\omega_e - \omega_r) L_r \\ (\omega_e - \omega_r) L_m & 0 & (\omega_e - \omega_r) L_r & R_r \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$B = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$i = [i_{ds} \ i_{qs} \ i_{dr} \ i_{qr}]^T \quad (3.6)$$

$$v = [v_{ds} \ v_{qs} \ v_{dr} \ v_{qr}]^T \quad (3.7)$$

Dengan menggunakan Persamaan 3.4-3.7 maka Persamaan 3.3 bisa diubah menjadi bentuk lebih sederhana seperti pada Persamaan 3.8.

$$v = A \cdot i + B \cdot \frac{di}{dt} \quad (3.8)$$

$$\frac{di}{dt} = B^{-1} \cdot v - B^{-1} A \cdot i \quad (3.9)$$

Dimana persamaan torsi sebagai berikut.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} L_m (i_{qs} \cdot i_{dr} - i_{ds} \cdot i_{qr}) \quad (3.9)$$

Setelah didapatkan semua persamaan state dari arus dan torsi maka dibuat program motor induksi ini ke dalam *software* yang digunakan dimana program dari motor induksi tersebut terlampir di lampiran A.

Selain permodelan motor induksi yang nantinya menghasilkan nilai arus tiga fasa (I_{abc}) dan torsi elektromagnetik (T_e) maka dibuat diagram blok untuk menghasilkan nilai kecepatan mekanik motor (ω_m) dan kecepatan rotor (ω_r) sesuai dengan persamaan berikut.

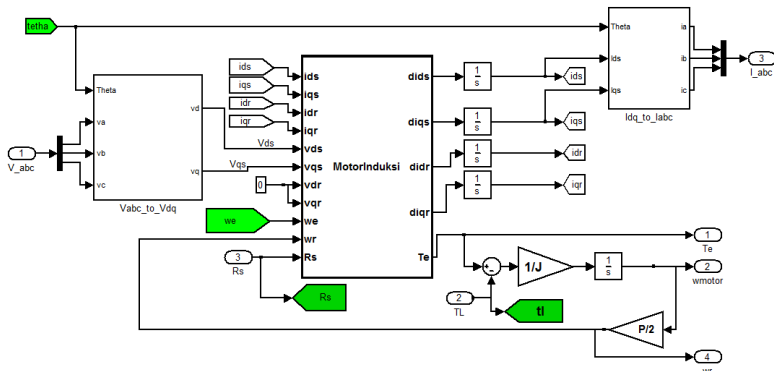
- $T_e = T_L + J \cdot \frac{d\omega_m}{dt}$

$$\omega_m = \int \frac{(T_e - T_L)}{J} \quad (3.10)$$

- $T_e = T_L + \frac{2}{p} \cdot J \cdot \frac{d\omega_r}{dt}$

$$\omega_r = \int \frac{T_e - T_L}{J} \cdot \frac{p}{2} \quad (3.11)$$

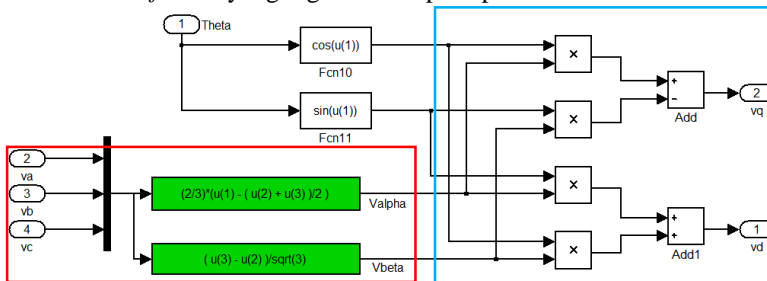
Dari Persamaan 3.10 dan 3.11 akan dibuat ke dalam bentuk diagram blok ke dalam *software* yang digunakan bersama dengan permodelan motor induksi sehingga didapatkan diagram blok seperti pada Gambar 3.2.



Gambar 3.2 Permodelan Motor Induksi Tiga Fasa

3.2.2 Transformasi Tiga Fasa ke Dua Fasa

Pada bagian blok untuk transformasi tiga fasa menjadi dua fasa menggunakan persamaan transformasi Clarke sesuai Persamaan 2.3 untuk mengubah bidang tiga fasa menjadi frame stasioner dua fasa ($\alpha\beta$). Lalu dari frame stasioner dua fasa ($\alpha\beta$) akan diubah ke frame rotasi dua fasa (dq) dengan menggunakan persamaan transformasi Park sesuai Persamaan 2.5. Sesuai dengan persamaan yang disebutkan maka bentuk simulasi di *software* yang digunakan seperti pada Gambar 3.3.



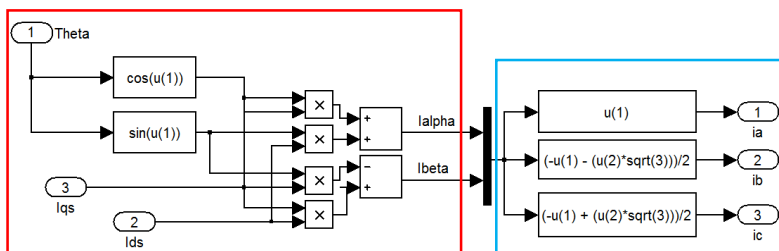
Gambar 3.3 Transformasi Tegangan Tiga Fasa ke Tegangan dq

Pada Gambar 3.3 masukan dari diagram blok adalah tegangan tiga fasa V_a , V_b , V_c , dan θ . Tegangan tiga fasa akan diubah menjadi tegangan V_{α} dan V_{β} menggunakan *function* yang berisi program transformasi Clarke. Lalu nilai θ didapatkan dari perhitungan θ ,

dimana nilai theta selanjutnya digunakan untuk mengubah Valpha dan Vbeta menjadi Vd dan Vq melalui transformasi Park.

3.2.3 Transformasi Dua Fasa ke Tiga Fasa

Pada bagian blok untuk transformasi dua fasa menjadi tiga fasa menggunakan persamaan transformasi invers Park sesuai Persamaan 2.4 untuk mengubah frame rotasi dua fasa (dq) menjadi frame stasioner dua fasa($\alpha\beta$). Lalu dari frame stasioner dua fasa ($\alpha\beta$) akan diubah ke bidang tiga fasa (abc) dengan menggunakan persamaan transformasi invers clarke sesuai Persamaan 2.6. Berdasarkan persamaan yang disebutkan maka bentuk simulasi pada *software* seperti pada Gambar 3.4.



Gambar 3.4 Transformasi Arus dq ke Arus Tiga Fasa (iabc)

Pada Gambar 3.4 masukan dari diagram blok adalah arus dq (ids dan iqs) dan theta. Arus dua fasa akan diubah menjadi arus ialpha dan ibeta menggunakan *function* pada *software* yang digunakan. *Function* tersebut berisi program transformasi invers Park. Lalu nilai theta didapatkan dari perhitungan theta, dimana nilai theta selanjutnya digunakan untuk mengubah ialpha dan ibeta menjadi ia,ib, dan ic melalui transformasi invers clarke.

3.2.4 Perancangan Simulasi Respon Asli Motor Induksi

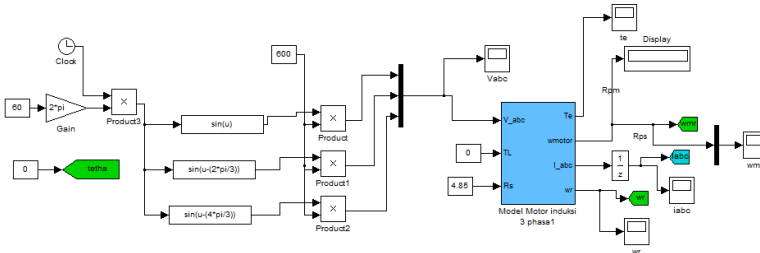
Motor induksi tiga fasa akan menghasilkan kecepatan yang konstan saat diberi sumber tegangan tiga fasa dan frekuensi sesuai dengan spesifikasinya masing-masing. Sumber tegangan tiga fasa untuk motor induksi memenuhi persamaan dibawah ini :

- $$V_{as} = V_m \sin(\omega t) \quad (3.12)$$

$$\bullet \quad V_{bs} = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \quad (3.13)$$

$$\bullet \quad V_{cs} = V_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \quad (3.14)$$

Dari Persamaan 3.12-3.14 maka disimulasikan pada diagram blok *software* seperti pada Gambar 3.5 dimana spesifikasi Vm (V line to line) dan frekuensi sesuai dengan Tabel 3.1.



Gambar 3.5 Diagram blok Pengujian Respon Asli Motor

3.3 Perancangan Metode *Vector Control*

Pada penelitian ini digunakan metode *indirect vector control* untuk mengatur kecepatan motor induksi. Dengan menggunakan metode ini motor induksi tiga fasa akan mampu dikontrol nilai flux dan torsi secara terpisah. Pada metode *indirect vector control* terdiri dari beberapa bagian antara lain transformasi *vector*, perhitungan nilai teta (θ_e), perhitungan nilai i_{ds}^* , perhitungan nilai i_{qs}^* , dan penggunaan *hysteresis band current control* yang digunakan untuk menghasilkan sinyal PWM.

3.3.1 Perhitungan Nilai Tetha (θ_e)

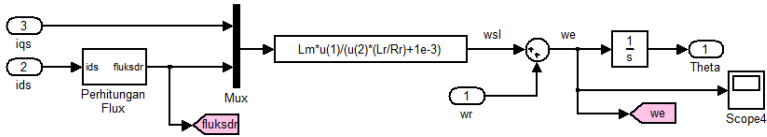
Nilai tetha (θ_e) dibutuhkan untuk menentukan sudut perbedaan antara frame stasioner dua fasa dengan frame rotasi dua fasa. Nilai ini akan digunakan pada transformasi Park dan transformasi invers Park. Untuk persamaan yang digunakan seperti di bawah ini.

$$\omega_{sl} = \frac{(i_q \cdot L_m)}{\lambda_{dr}} \left(\frac{R_r}{L_r} \right) = \frac{(i_q \cdot L_m)}{\tau_r \cdot \lambda_{dr}} \quad (3.15)$$

$$\omega_e = \omega_{sl} + \omega_{mech} \quad (3.16)$$

$$\theta_e = \int \omega_e dt \quad (3.17)$$

Dari persamaan diatas kemudian diubah ke dalam diagram blok perhitungan tetha yang ditunjukkan oleh Gambar 3.6.



Gambar 3.6 Perhitungan Nilai Tetha (θ_e) dan ω_e

Pada Gambar 3.6, diketahui bahwa masukan berupa arus ids dan iqs. Nilai ids akan diubah terlebih dahulu menjadi fluks rotor (fluksdr) sehingga keluaran dari bagian sistem ini berupa ω_{sl} . kemudian ω_{sl} dijumlahkan dengan ω_r yang didapat dari permodelan motor induksi dan menghasilkan ω_e dan theta.

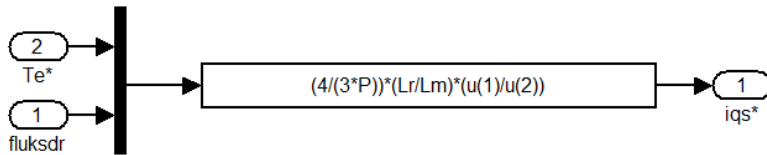
3.3.2 Perhitungan Nilai Arus *Quadrature* (I_{qs}^*)

Sinyal kontrol menghasilkan nilai torsi (T_e^*) yang kemudian akan diubah menjadi nilai I_{qs}^* . Nilai I_{qs}^* didapatkan dari persamaan dibawah ini.

$$\bullet \quad T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \lambda_{dr} \cdot i_{qs}$$

$$i_{qs}^* = \frac{2}{3} \cdot \frac{2}{P} \cdot \frac{L_r}{L_m} \cdot \frac{T_e}{\lambda_{dr}} = \frac{4}{3P} \cdot \frac{L_r}{L_m} \cdot \frac{T_e}{\lambda_{dr}} \quad (3.18)$$

Mengacu pada Persamaan 3.18, maka diagram blok akan seperti pada Gambar 3.7.



Gambar 3.7 Perhitungan Nilai I_{qs}^*

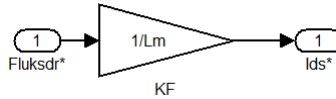
3.3.3 Perhitungan Nilai Arus *Direct* (I_{ds}^*)

Setelah mendapatkan nilai I_{qs}^* , maka nilai yang sekarang dibutuhkan adalah nilai I_{ds}^* . Nilai I_{ds}^* didapatkan berdasarkan rumus dari λ_{dr} pada persamaan 2.7. karena λ_{dr} bernilai konstan maka persamaan I_{ds}^* akan sebagai berikut.

- $\lambda_{dr} = L_m \cdot i_{ds}$
- $i_{ds}^* = \frac{\lambda_{dr}}{L_m}$

(3.19)

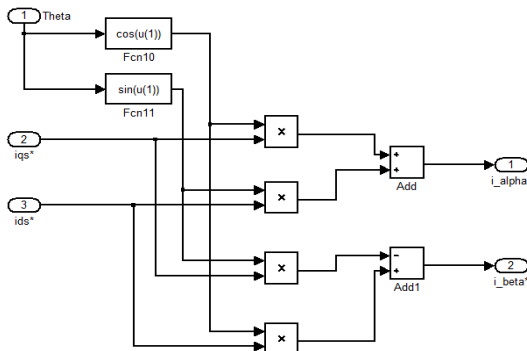
Mengacu pada Persamaan 3.19, maka diagram blok program akan seperti pada Gambar 3.8.



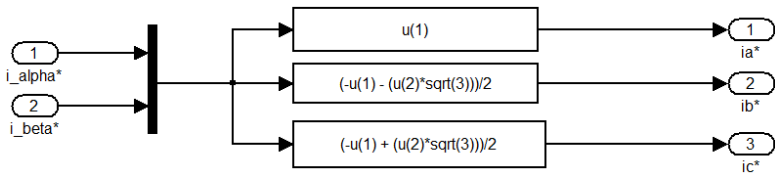
Gambar 3.8 Perhitungan Nilai i_{ds}^*

3.3.4 Transformasi I_{ds}^* - I_{qs}^* Menjadi I_a^* , I_b^* , I_c^*

Nilai I_{ds}^* dan nilai I_{qs}^* yang masih dalam frame dua fasa perlu diubah menjadi arus referensi di bidang tiga fasa (I_a^* , I_b^* , I_c^*) untuk nantinya nilainya dibandingkan dengan arus tiga fasa aktual (i_a , i_b , i_c) di bagian blok penghasil PWM. Untuk program transformasi yang dibuat ditunjukkan pada Gambar 3.9 dan 3.10.



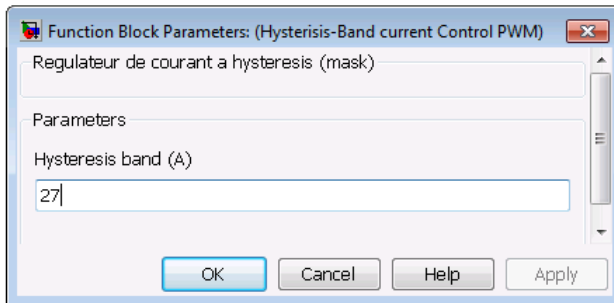
Gambar 3.9 Transformasi I_{ds}^* - I_{qs}^* Menjadi i_{alpha} - i_{beta} dan



Gambar 3.10 Transformasi ialpha-ibeta Menjadi i_a^* , i_b^* , i_c^*

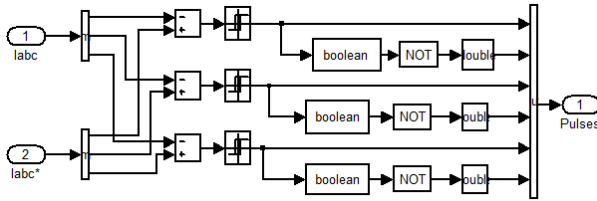
3.3.5 Perancangan Hysterisis-Band Current Control PWM

Nilai referensi arus tiga fasa (i_a^* , i_b^* , i_c^*) yang sudah didapatkan akan dibandingkan dengan nilai arus aktual (i_a , i_b , i_c) untuk menentukan sinyal PWM yang dibutuhkan inverter. Sinyal PWM ini akan menentukan besarnya tegangan switching yang akan dihasilkan inverter untuk menjadi tegangan supply motor induksi. Lebar band untuk hysterisis-band current control PWM ditentukan dengan mencoba-coba nilai yang menghasilkan respon sistem yang bagus. Pada penelitian ini dipilih lebar band sebesar 27 ampere yang ditunjukkan pada Gambar 3.11.



Gambar 3.11 Lebar Band untuk *Hysterisis-Band Current Control PWM*

Untuk diagram blok program *hysterisis-band current control PWM* ditunjukkan pada Gambar 3.12.



Gambar 3.12 Diagram blok *Hysteresis-Band Current Control PWM*

3.4 Perancangan Kontroler

Pengaturan kecepatan pada motor induksi tiga fasa membutuhkan kontroler yang mampu membuat motor berputar sesuai dengan kecepatan yang diinginkan. Namun saat terjadi pembebanan pada motor induksi dan perubahan resistansi stator yang disebabkan oleh suhu maka parameter plant dari motor induksi akan berubah. Untuk mengatasi hal tersebut maka dipilih metode *self-tuning regulator* tipe PI untuk mengatasi perubahan parameter plant tersebut. Tahapan-tahapan dalam pembuatan kontroler *self-tuning PI* antara lain adalah proses estimasi parameter plant dan *update* parameter kontroler PI menggunakan *self-tuning regulator*.

3.4.1 Proses Estimasi Parameter Plant

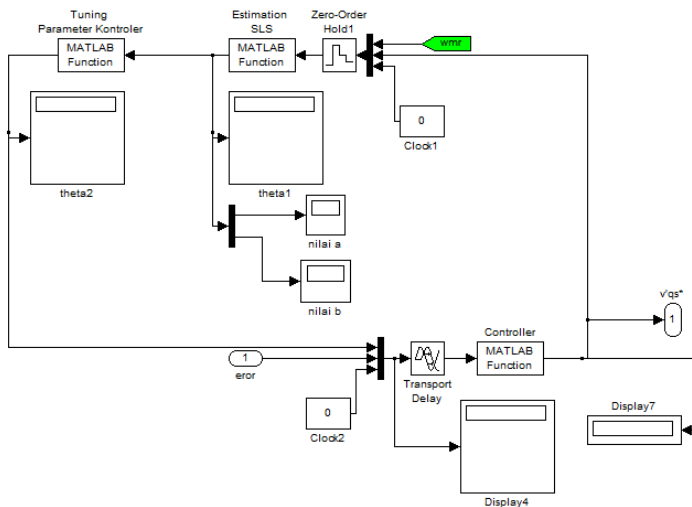
Proses estimasi digunakan untuk mendapatkan parameter nilai plant saat terjadi perubahan parameter yang kemudian digunakan untuk memperbaru nilai parameter kontroler. Metode estimasi parameter ini menggunakan metode *least square estimation* (LSE) dimana masukan data yang diolah adalah sinyal kontrol dan sinyal keluaran sistem. Perhitungan parameter dilakukan secara *online* dan berlangsung terus menerus selama sistem berjalan sehingga setiap perubahan parameter akan bisa dideteksi melalui proses estimasi ini. Untuk perhitungan matematis dari metode estimasi ini dijabarkan pada bab 2 dimana didapatkan nilai parameter teta (θ). Berdasarkan nilai kuadrat kesalahan terkecil, diperoleh parameter plant hasil estimasi dari persamaan matematis berikut :

$$\theta = (\Phi^T \cdot \Phi)^{-1} \Phi^T Y \quad (3.20)$$

3.4.2 Perancangan Metode Self-Tuning Regulator

Metode *self-tuning regulator* mampu merubah parameter kontroler dengan cara menyesuaikan nilainya dengan parameter dari plant yang berubah-ubah. Dengan adanya metode adaptasi pada metode ini, maka proses yang terjadi sedikit berbeda dengan *closed loop system* pada umumnya.

Pada metode ini terdapat dua *loop* yang berbeda dimana *loop* pertama berfungsi untuk melakukan estimasi parameter dan meng-*update* parameter kontroler. Lalu yang kedua merupakan *loop* untuk mengkoreksi nilai output dengan input (CLTF pada umumnya). Pada *loop* pertama dilakukan estimasi parameter menggunakan sinyal keluaran dari kontroler dan sinyal keluaran dari sistem untuk menentukan nilai parameter secara *online* saat sistem berjalan seperti pada Gambar 3.13.



Gambar 3.13 Loop Self-Tuning Regulator

Sinyal keluaran kontroler berupa tegangan linier *quadrature* ($V'qs^*$) dan sinyal keluaran sistem adalah kecepatan mekanik motor (ω_{mr}). Setelah parameter di estimasi kemudian didapatkan nilai kontroler yang baru untuk digunakan di dalam blok *controller*.

Proses perancangan kontroler yang sudah dibahas pada bab 2 akan membutuhkan beberapa tahap antara lain menentukan nilai τ dan K secara perhitungan *offline* lalu mengupdate nilai kontroler PI yang sudah di ubah

kebetuk persamaan beda. Untuk nilai τ dan K setelah melakukan perhitungan didapatkan sebagai berikut.

$$\tau = \frac{T_s(1-a_1)}{2(a_1+1)} \quad (3.21)$$

$$K = (2\tau + T_s) \cdot \frac{b_0}{T_s} \quad (3.22)$$

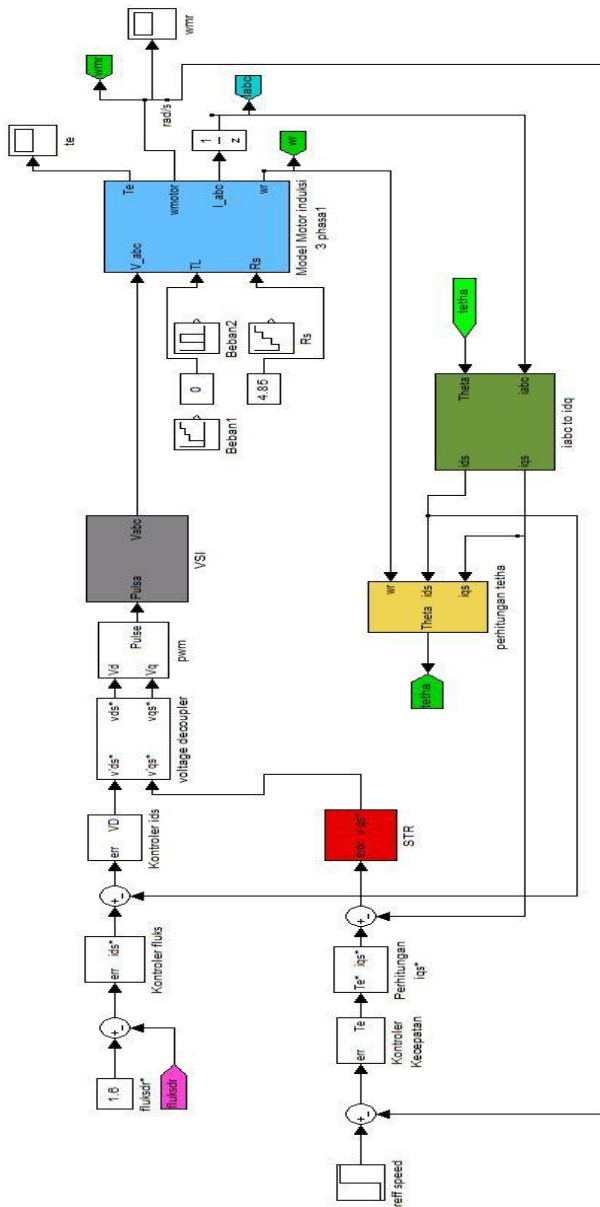
Dimana a_1 dan b_0 merupakan hasil dari estimasi parameter (θ). Lalu untuk bentuk persamaan kontroler yang digunakan seperti pada persamaan dibawah ini.

$$u(k) = u(k-1) + \left(K_p + \frac{T_s}{2\tau_i}\right) e(k) - \left(K_p - \frac{T_s}{2\tau_i}\right) e(k-1) \quad (3.23)$$

Dimana nilai τ_i akan dipilih nilainya sama dengan nilai τ nilai K_p didapatkan dengan memenuhi persamaan dibawah ini.

$$K_p = \frac{\tau_i}{\tau^* K} \quad (3.24)$$

Dimana nilai K merupakan hasil nilai dari Persamaan 3.22. Nilai τ^* merupakan nilai dari spesifikasi yang diinginkan untuk sistem yang baru. Setelah merancang kontroler *self-tuning PI* maka diagram blok keseluruhan dari sistem yang dibuat ditunjukkan pada Gambar 3.14.



Gambar 3.14 Diagram blok Metode *Vector Control*

3.5 Perancangan Beban Mekanik

Dalam dunia industri, motor induksi digunakan untuk pekerjaan yang berhubungan dengan pemindahan suatu objek dari satu tempat ke tempat lain. Setiap objek memiliki nilai berat yang berbeda-beda dimana berat tersebut akan menjadi beban mekanik bagi motor. Dengan pembebanan seperti tersebut, motor induksi akan mampu mengatasi beban yang diberikan selama batas torsi yang dimiliki motor sesuai dengan spesifikasi masing-masing motor. Untuk pengujian beban mekanik maka perlu dihitung terlebih dahulu berat beban sesuai dengan spesifikasi motor pada Tabel 3.1 sehingga didapatkan nilai pembebanan mekanik sebagai berikut..

- $P_{out} = P_{tot} - P_{op} = 1500 - \left(\left(\frac{1}{2} \right) * j * (\omega)^2 \right)$ (3.23)

$$= 1500 - \left(\left(\frac{1}{2} \right) * 0.031 * (100)^2 \right) = 1345 \text{ W}$$

- $T_{nom} = \frac{P_{out}}{\omega}$ (3.24)

- $T_{nom} = \frac{1345}{100} = 13.45 \text{ N.m}$ (3.25)

T_{nom} merupakan torsi nominal dari motor induksi tersebut sehingga bisa diperoleh torsi maksimal. Torsi maksimal dari motor adalah 20% - 25% dari torsi nominal seperti ditunjukkan pada Persamaan 3.25.

$$T_{max} = T_{nom} + (25\% * T_{nom}) \quad (3.26)$$

$$T_{max} = 13.45 + (25\% * 13.45)$$

$$T_{max} = 16.8125 \text{ N.m}$$

dan untuk torsi minimal motor :

$$T_{min} = T_{nom} - (25\% * T_{nom}) \quad (3.27)$$

$$T_{min} = 13.45 - (25\% * 13.45)$$

$$T_{min} = 10.0875 \text{ N.m}$$

3.6 Perancangan Perubahan Resistansi Stator

Motor induksi merupakan penggerak elektrik yang mampu digunakan pada kondisi lingkungan yang cukup ekstrim. Contohnya ada di daerah atau lingkungan yang bersuhu tinggi. Dengan kondisi lingkungan yang bersuhu tinggi dan motor yang bekerja secara terus

menerus maka akan mampu mempengaruhi kondisi dari motor khususnya pada bagian perubahan resistansi stator pada motor. Resistansi suatu bahan dapat berubah dikarenakan adanya faktor suhu yang berubah menjadi semakin tinggi. Untuk melakukan pengujian, maka dilakukan penghitungan resistansi stator pada motor induksi sebagai berikut :

$$\alpha = \frac{\Delta R}{R_1 \cdot \Delta T} \quad (3.28)$$

Dimana :

α = perubahan resistansi perderajat celcius

ΔR = Selisih Resistansi ($R_2 - R_1$)

ΔT = Selisih Suhu ($T_2 - T_1$)

R_1 = Resistansi Pada Suhu T_1

T_1 = Suhu Awal (suhu lingkungan)

Dengan Kondisi:

- Suhu Lingkungan = $45^\circ C$ dengan Resistansi 4.85 ohm
- Maksimum Suhu Lingkungan Yang Diijinkan = $120^\circ C$
- $\alpha_{Cu, Al} = 3.9 * 10^{-3} / ^\circ C$

Dengan mengetahui kondisi yang sudah disebutkan maka ditentukan dengan perubahan resistansi stator untuk suhu T_2 sebesar $60^\circ C$, $80^\circ C$, $100^\circ C$ sehingga didapatkan perubahan resistansi stator R_2 sebagai berikut

A. Saat $T_2 = 60^\circ C$

$$\alpha = \frac{\Delta R}{R_1 \cdot \Delta T} = \frac{R_2 - R_1}{R_1 \cdot (T_2 - T_1)}$$

$$3.9 * 10^{-3} = \frac{R_2 - 4.85}{4.85 \cdot (60 - 45)}$$

$$R_2 = 5.134 \text{ ohm}$$

B. Saat $T_2 = 80^\circ C$

$$3.9 * 10^{-3} = \frac{R_2 - 4.85}{4.85 \cdot (80 - 45)}$$

$$R_2 = 5.512 \text{ ohm}$$

C. Saat $T_2 = 100^\circ C$

$$3.9 * 10^{-3} = \frac{R_2 - 4.85}{4.85 \cdot (100 - 45)}$$

$$R_2 = 5.89 \text{ ohm}$$

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB 4

PENGUJIAN DAN ANALISA

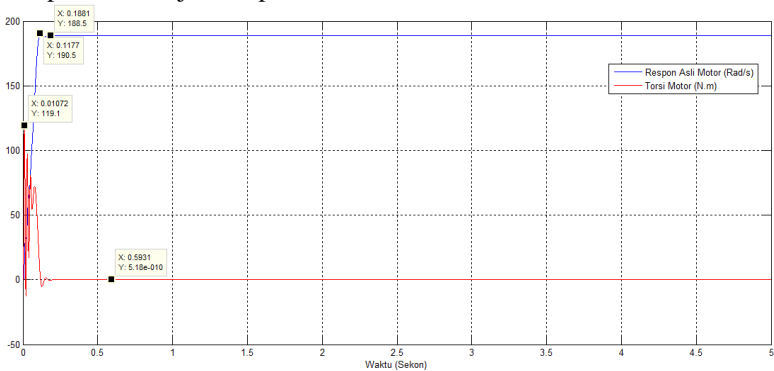
Bab ini membahas tentang pengujian dan analisa dari perancangan simulasi metode kontrol *vector* dengan kontroler PI dan kontroler *self-tuning* PI untuk pengaturan kecepatan motor induksi tiga fasa. Pengujian dilakukan dengan melakukan pengujian tanpa beban dan pembebanan dengan menggunakan beban minimal, nominal, dan maksimal serta perubahan resistansi stator sesuai dengan perancangan sistem. Lalu kemudian dilakukan analisa untuk mengetahui respon sistem yang didapatkan.

4.1 Pengujian dan Analisa Data

Pengujian yang dilakukan pada penelitian ini meliputi pengujian respon asli model motor induksi tiga fasa, pengujian *vector control* dengan kontroler PI konvensional, pengujian *vector control* dengan kontroler *self-tuning* PI dengan pembebanan mekanik dan perubahan resistansi stator.

4.1.1 Pengujian dan Analisa Respon Asli Motor Induksi Tiga Fasa

Pengujian ini dimaksudkan untuk mengetahui karakteristik dari motor induksi yang digunakan. Pengujian motor induksi difokuskan pada kecepatan maksimal dari motor induksi saat diberi tegangan *line to line* sesuai dengan spesifikasi pada tabel 3.1. Respon kecepatan motor yang didapatkan ditunjukkan pada Gambar 4.1



Gambar 4.1 Respon Asli Kecepatan Motor Induksi Tiga Fasa

Berdasarkan hasil pengujian yang ditunjukkan Gambar 4.1, respon kecepatan mencapai *steady state* pada $t = 0,1881$ detik dengan kecepatan sebesar 188.5 rad/s. Nilai kecepatan motor sempat melonjak saat $t=0.1177$ detik dengan kecepatan 190.5 rad/s. Torsi motor saat starting terjadi lonjakan dimana mencapai titik tertinggi sebesar 119 N.m saat $t= 0.0172$ detik namun saat kecepatan motor sudah mencapai kecepatan *steady*, torsi yang dihasilkan motor bernilai di sekitar 0 N.m.

Dengan mengacu pada Persamaan (2.1) maka dapat dihitung kecepatan penuh motor sebagai berikut :

$$N_s = 120 \cdot \frac{f}{p} = \frac{120 \cdot 60}{4} = 1800 \text{ RPM} = 30 \text{ RPS}$$

$$N_s = 2 \cdot \pi \cdot 30 \text{ RPS} = 188.4 \text{ rad/s}$$

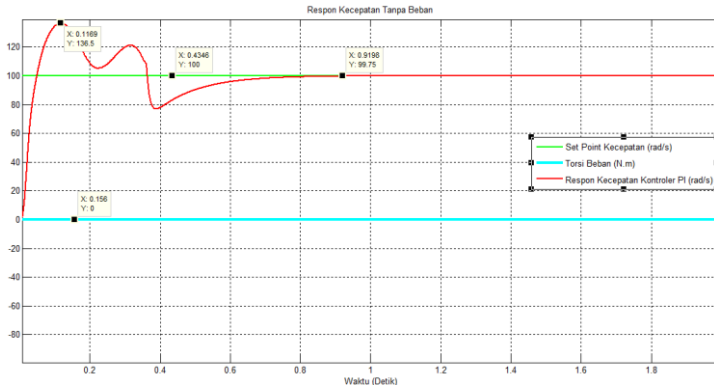
Setelah dilakukan penghitungan kecepatan medan putar stator (N_s) maka didapatkan nilai dari perhitungan dan simulasi bernilai hampir sama yaitu sekitar 188.4 rad/s. Denga ini terbukti jika kecepatan motor induksi tiga phasa tergantung dari jumlah kutub stator dan frekuensi sumber yang digunakan. Kecepatan putar rotor akan senilai dengan kecepatan medan putar stator karena saat motor diberi sumber dengan tiga fasa sesuai dengan *name plate* akan memiliki θ_e yang bernilai 0.

4.1.2 Pengujian dan Analisa Metode *Vector Control* dengan Kontroler PI

Pada Tugas Akhir ini, pengujian dilakukan dengan cara tanpa diberi beban , pemberian beban dan perubahan resistansi stator. Beban yang diberikan terdiri dari tanpa beban, beban minimum (10.0875 N.m), beban nominal (13.45Nm), dan beban maksimum (16.8125Nm). Pada pengujian dengan perubahan resistansi stator, dilakukan dengan cara mengubah resistansi stator sebesar 5.134 ohm, 5.512 ohm, dan 5.89 ohm

4.1.2.1 Respon Kecepatan dan Respon Torsi Motor Tanpa Beban

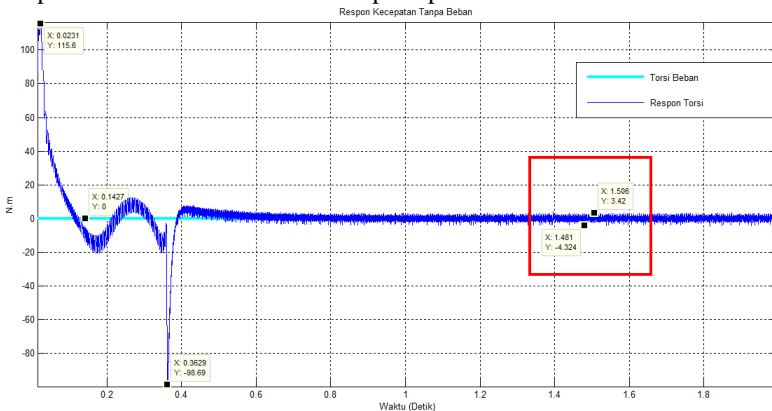
Pada bagian ini dilakukan uji coba untuk melihat respon kecepatan dengan menggunakan kontroler PI tanpa beban. Hasil yang didapatkan ditunjukkan pada Gambar 4.2.



Gambar 4.2 Respon Kecepatan Tanpa Beban untuk Kontroler PI

Dari Gambar 4.2 diketahui bahwa motor mencapai kecepatan steady state saat $t = 0.9403$ dengan kecepatan 100 rad/s sesuai dengan nilai referensi kecepatan yang diberikan. Waktu tunak yang ditunjukkan dari Gambar 4.2 adalah sekitar $t = 0.5815$ detik dengan kecepatan sekitar 95 Rad/s. maksimum overshoot kecepatan saat starting mencapai 32.8%.

Pada saat menjalankan sistem dengan tanpa beban didapatkan respon Torsi dari motor induksi seperti pada Gambar 4.3.



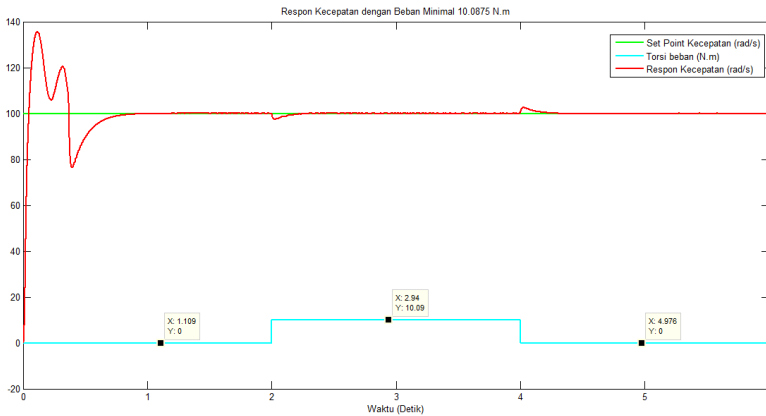
Gambar 4.3 Respon Torsi Motor Tanpa Beban untuk Kontroler PI

Dari Gambar 4.3 dapat diketahui nilai puncak respon torsi yang dihasilkan mencapai 115.6 N.m. *Ripple* torsi pada saat motor dalam

keadaan kecepatan yang *steady* mencapai 3.42 hingga -4.324 N.m atau sekitar 7.7 N.m jika dihitung secara total..

4.1.2.2 Respon Kecepatan dan Respon Torsi Motor dengan Beban Minimal

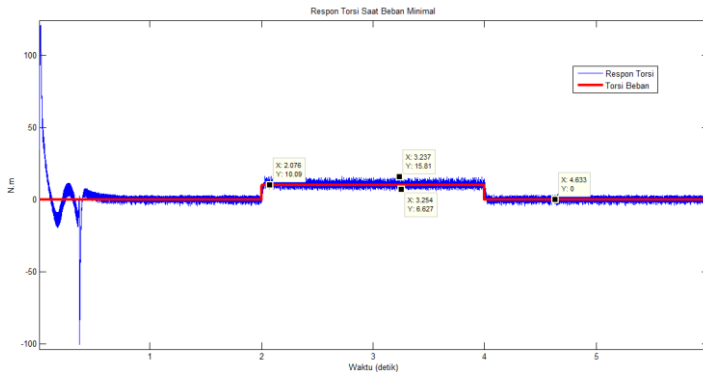
Pada pengujian kali ini, motor induksi akan diuji dengan memberikan beban minimal sesuai dengan perhitungan yang sudah dilakukan sebesar 10.0875 N.m. untuk hasil yang didapatkan sesuai dengan Gambar 4.4.



Gambar 4.4 Respon Kecepatan Motor dengan Beban Minimal

Dari Gambar 4.4 diketahui jika saat diberi beban minimal sebesar 10.0875 N.m pada detik kedua, kecepatan motor turun mencapai 97 rad/s. kemudian akan kembali mencapai kecepatan sesuai dengan referensi sebesar 100 rad/s pada detik ke 2.309. Saat detik ke 4, beban dikembalikan menjadi keadaan tanpa beban sehingga kecepatan motor meningkat mencapai 102.73 rad/s dan kembali kekecepatan referensi saat detik ke 4.353.

Saat perubahan variasi kecepatan juga dilihat respon torsi yang terjadi seperti ditunjukkan pada Gambar 4.5.

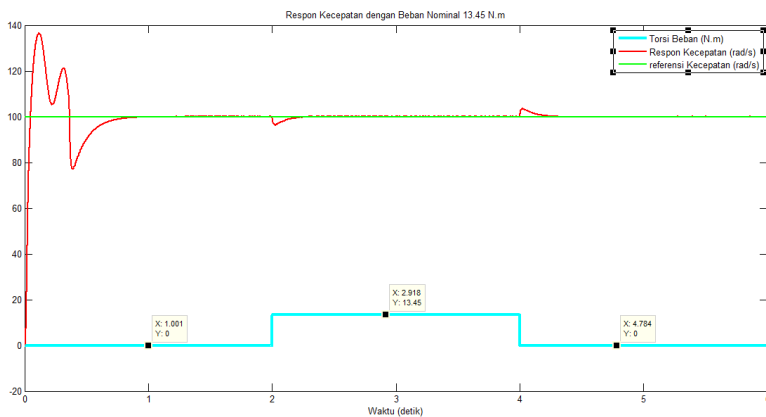


Gambar 4.5 Respon Torsi Motor saat Beban Minimal

Dari Gambar 4.5 terlihat bahwa saat diberi torsi beban, respon torsi motor induksi juga ikut naik. Dimana ripple torsi mencapai 15.81 N.m sampai 6.627 N.m.

4.1.2.3 Respon Kecepatan dan Respon Torsi Motor dengan Beban Nominal

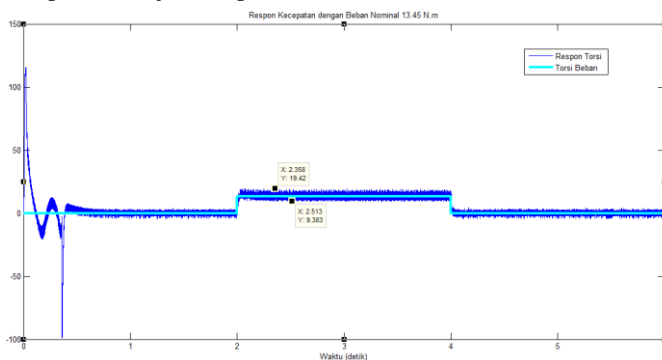
Pada pengujian kali ini, motor induksi akan diuji dengan memberikan beban nominal sesuai dengan perhitungan yang sudah dilakukan sebesar 13.45 N.m. untuk hasil yang didapatkan sesuai dengan Gambar 4.6.



Gambar 4.6 Respon Kecepatan Motor dengan Beban Nominal

Dari Gambar 4.6 diketahui jika saat diberi beban nominal sebesar 13.45 N.m pada detik kedua, kecepatan motor turun mencapai 96.3 rad/s. kemudian akan kembali mencapai kecepatan sesuai dengan referensi sebesar 100 rad/s pada detik ke 2.322. Saat detik ke 4, beban dikembalikan menjadi keadaan tanpa beban sehingga kecepatan motor meningkat mencapai 103.5 rad/s dan kembali kekecepatan referensi saat detik 4.374.

Saat perubahan variasi kecepatan juga dilihat respon torsi yang terjadi seperti ditunjukkan pada Gambar 4.7.

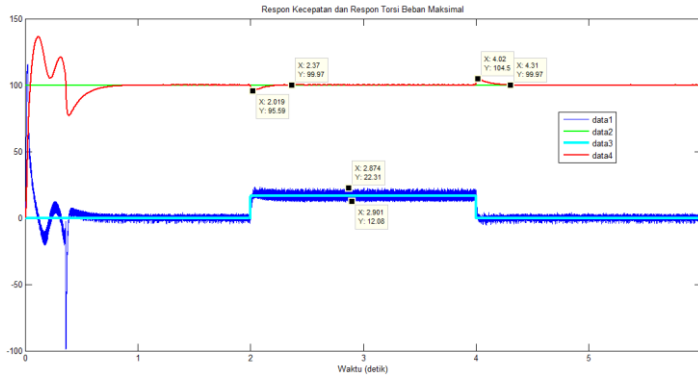


Gambar 4.7 Respon Torsi Motor saat Beban Nominal

Dari Gambar 4.7 terlihat bahwa saat diberi torsi beban, respon torsi motor induksi juga ikut naik. Dimana ripple torsi mencapai 19.42 N.m sampai 9.383 N.m

4.1.2.4 Respon Kecepatan dan Respon Torsi Motor dengan Beban Maksimal

Pada pengujian kali ini, motor induksi akan diuji dengan memberikan beban nominal sesuai dengan perhitungan yang sudah dilakukan sebesar 16.8125 N.m. untuk hasil yang didapatkan sesuai dengan Gambar 4.8.



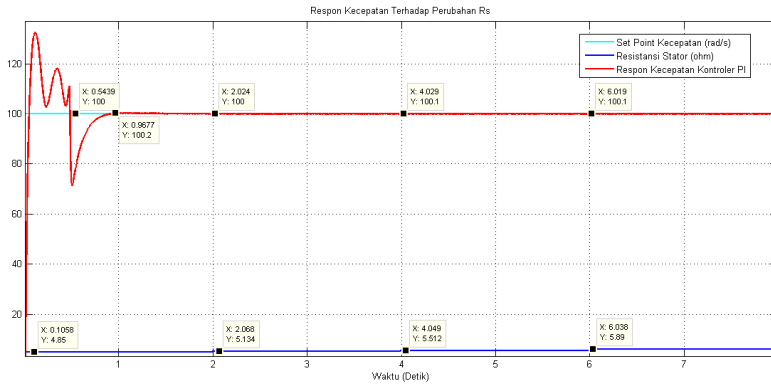
Gambar 4.8 Respon Kecepatan dan Respon Torsi Motor dengan Beban Maksimal

Dari Gambar 4.8 diketahui jika saat diberi beban nominal sebesar 16.8125 N.m pada detik kedua, kecepatan motor turun mencapai 95.59 rad/s. kemudian akan kembali mencapai kecepatan sesuai dengan referensi sebesar 100 rad/s pada detik ke 2.39. Saat detik ke 4, beban dikembalikan menjadi keadaan tanpa beban sehingga kecepatan motor meningkat mencapai 104.5 rad/s dan kembali kekecepatan referensi saat detik 4.39.

Saat perubahan variasi kecepatan juga dilihat respon torsi yang terjadi seperti ditunjukkan pada Gambar 4.8 terlihat bahwa saat diberi torsi beban, respon torsi motor induksi juga ikut naik. Dimana ripple torsi mencapai 22.31 N.m sampai 12.08 N.m

4.1.2.5 Respon Kecepatan dengan Perubahan Resistansi Stator

Pada pengujian dengan perubahan resistansi stator, dilakukan dengan cara mengubah resistansi stator sebesar 5.134 ohm, 5.512 ohm, dan 5.89 ohm. Perubahan terjadi pada setiap 2 detik pada simulasi. Untuk hasil yang didapatkan sesuai dengan Gambar 4.9.



Gambar 4.9 Respon Kecepatan dengan Perubahan Resistansi Stator

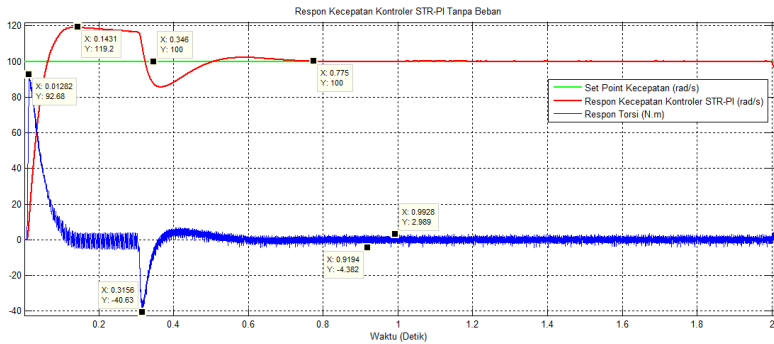
Setelah dilakukan simulasi, pada saat perubahan resistansi stator tidak menyebabkan penurunan kecepatan pada sistem yang dibuat. Kecepatan motor tidak dapat dipengaruhi oleh perubahan resistansi stator dikarenakan perubahan resistansi stator yang diberikan berada dalam nilai resistansi yang disebabkan oleh suhu lingkungan kerja yang diijinkan. Dimana dengan range perubahan resistansi yang diberikan berada disekitar 5.86 % hingga 21.44 % masih dapat ditolerir oleh sistem yang dibuat.

4.1.3 Pengujian dan Analisa Metode *Vector Control* dengan Kontroler *Self-Tuning PI*

Pada Tugas Akhir ini, pengujian dilakukan dengan cara tanpa diberi beban , pemberian beban dan perubahan resistansi stator. Beban yang diberikan terdiri dari tanpa beban, beban minimum (10.0875 N.m), beban nominal (13.45Nm), dan beban maksimum (16.8125Nm). Pada pengujian dengan perubahan resistansi stator, dilakukan dengan cara mengubah resistansi stator sebesar 5.134 ohm, 5.512 ohm, dan 5.89 ohm.

4.1.3.1 Respon Kecepatan Motor Tanpa Beban

Pada bagian ini dilakukan uji coba untuk melihat respon kecepatan dengan menggunakan kontroler *Self-Tuning PI* tanpa beban. Hasil yang didapatkan ditunjukkan pada Gambar 4.10.

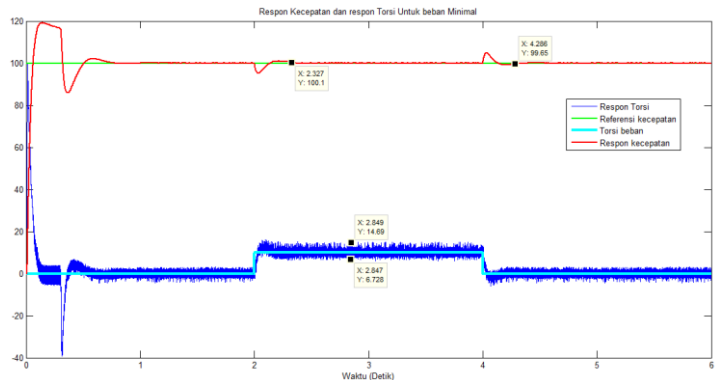


Gambar 4.10 Respon Kecepatan Tanpa Beban untuk Kontroler STPI

Dari Gambar 4.10 diketahui bahwa motor mencapai kecepatan steady state saat $t = 0.775$ dengan kecepatan 100 rad/s sesuai dengan nilai referensi kecepatan yang diberikan. Maksimum overshoot kecepatan saat starting mencapai 19.2 % dan ripple torsi dari 2.989 hingga -4.382.

4.1.3.2 Respon Kecepatan dan Respon Torsi Motor dengan Beban Minimal

Pada pengujian kali ini, motor induksi akan diuji dengan memberikan beban minimal sesuai dengan perhitungan yang sudah dilakukan sebesar 10.0875 N.m. untuk hasil yang didapatkan sesuai dengan Gambar 4.11.



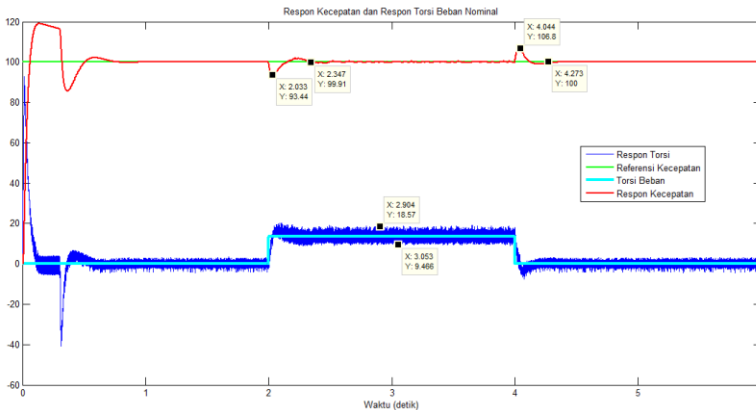
Gambar 4.11 Respon Kecepatan dan Respon Torsi Motor dengan Beban Minimal

Dari Gambar 4.11 diketahui jika saat diberi beban minimal sebesar 10.0875 N.m pada detik kedua, kecepatan motor turun mencapai 95.12 rad/s. kemudian akan kembali mencapai kecepatan sesuai dengan referensi sebesar 100 rad/s pada detik ke 2.327. Saat detik ke 4, beban dikembalikan menjadi keadaan tanpa beban sehingga kecepatan motor meningkat mencapai 104.9 rad/s dan kembali kekecepatan referensi saat detik 4.286.

Saat perubahan variasi kecepatan juga dilihat respon torsi yang terjadi seperti ditunjukkan pada Gambar 4.11. Dari Gambar 4.11 terlihat bahwa saat diberi torsi beban, respon torsi motor induksi juga ikut naik. Dimana ripple torsi mencapai 14.69 N.m sampai 6.728 N.m.

4.1.3.3 Respon Kecepatan dan Respon Torsi Motor dengan Beban Nominal

Pada pengujian kali ini, motor induksi akan diuji dengan memberikan beban Nominal sesuai dengan perhitungan yang sudah dilakukan sebesar 13.45 N.m. untuk hasil yang didapatkan sesuai dengan Gambar 4.12.



Gambar 4.12 Respon Kecepatan dan Respon Torsi Motor dengan Beban Nominal

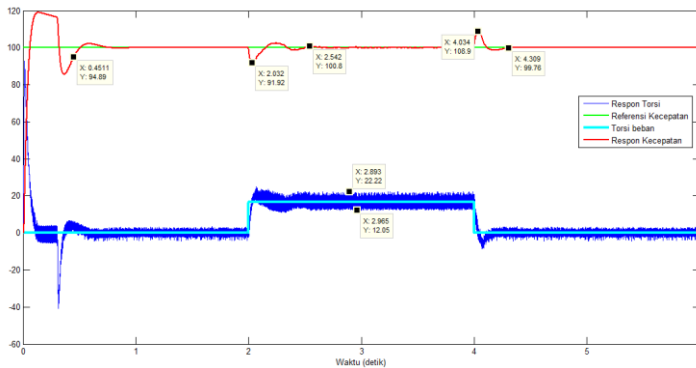
Dari Gambar 4.12 diketahui jika saat diberi beban minimal sebesar 13.45 N.m pada detik kedua, kecepatan motor turun mencapai 93.44 rad/s. kemudian akan kembali mencapai kecepatan sesuai dengan referensi

sebesar 100 rad/s pada detik ke 2.347. Saat detik ke 4, beban dikembalikan menjadi keadaan tanpa beban sehingga kecepatan motor meningkat mencapai 106.8 rad/s dan kembali kekecepatan referensi saat detik 4.273.

Saat perubahan variasi kecepatan juga dilihat respon torsi yang terjadi seperti ditunjukkan pada Gambar 4.12. Dari Gambar 4.12 terlihat bahwa saat diberi torsi beban, respon torsi motor induksi juga ikut naik. Dimana ripple torsi mencapai 18.57 N.m sampai 9.466 N.m.

4.1.3.4 Respon Kecepatan dan Respon Torsi Motor dengan Beban Maksimal

Pada pengujian kali ini, motor induksi akan diuji dengan memberikan beban minimal sesuai dengan perhitungan yang sudah dilakukan sebesar 16.8125 N.m. untuk hasil yang didapatkan sesuai dengan Gambar 4.13.



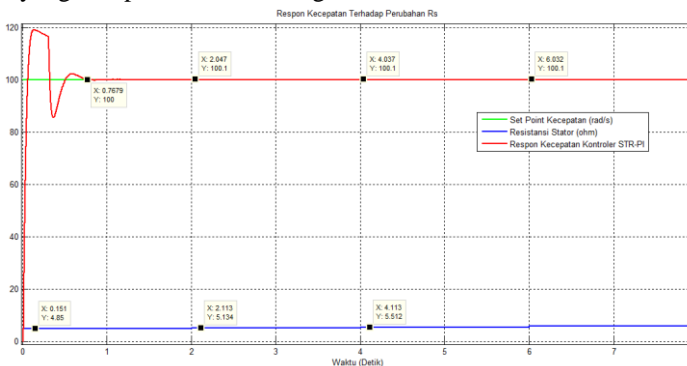
Gambar 4.13 Respon Kecepatan dan Respon Torsi Motor dengan Beban Maksimal

Dari Gambar 4.13 diketahui jika saat diberi beban minimal sebesar 16.8125 N.m pada detik kedua, kecepatan motor turun mencapai 91.92 rad/s. kemudian akan kembali mencapai kecepatan sesuai dengan referensi sebesar 100 rad/s pada detik ke 2.542. Saat detik ke 4, beban dikembalikan menjadi keadaan tanpa beban sehingga kecepatan motor meningkat mencapai 108.9 rad/s dan kembali kekecepatan referensi saat detik 4.273.

Saat perubahan variasi kecepatan juga dilihat respon torsi yang terjadi seperti ditunjukkan pada Gambar 4.13. Dari Gambar 4.13 terlihat bahwa saat diberi torsi beban, respon torsi motor induksi juga ikut naik. Dimana ripple torsi mencapai 22.22N.m sampai 12.05 N.m.

4.1.3.5 Respon Kecepatan dengan Perubahan Resistansi Stator

Pada pengujian dengan perubahan resistansi stator, dilakukan dengan cara mengubah resistansi stator sebesar 5.134 ohm, 5.512 ohm, dan 5.89 ohm. Perubahan terjadi pada setiap 2 detik pada simulasi. Untuk hasil yang didapatkan sesuai dengan Gambar 4.14.



Gambar 4.14 Respon Kecepatan dengan Perubahan Resistansi Stator

Setelah dilakukan simulasi, pada saat perubahan resistansi stator tidak menyebabkan penurunan kecepatan pada sistem yang dibuat. Kondisi yang terjadi sama saat simulasi dilakukan pada kontroler PI konvensional dimana kecepatan motor tidak dapat dipengaruhi oleh perubahan resistansi stator dikarenakan perubahan resistansi stator yang diberikan berada dalam nilai resistansi yang disebabkan oleh suhu lingkungan kerja yang diijinkan. Dimana dengan range perubahan resistansi yang diberikan berada disekitar 5.86 % hingga 21.44 % masih dapat ditolerir oleh sistem yang dibuat.

BAB 5

PENUTUP

5.1 Kesimpulan

Berdasarkan hasil simulasi dari sistem kontrol *Self-Tuning PI* dalam pengaturan kecepatan motor induksi tiga fasa dapat diambil kesimpulan sebagai berikut:

1. Pengaturan kecepatan motor induksi menggunakan kontroler *Self-tuning PI* untuk arus quadrature mampu mengurangi *overshoot* kecepatan motor dari 32.8 % menjadi 19.2 %.
2. Respon torsi dengan menggunakan kontroler *Self-Tuning PI* menghasilkan *Overshoot* yang lebih rendah dibandingkan dengan menggunakan kontroler PI konvensional.
3. Penggunaan Kontroler *Self-Tuning PI* untuk arus quadrature mampu mengembalikan kecepatan motor sesuai *set-point* meskipun terjadi perubahan parameter dikarenakan penambahan beban mekanik
4. Perubahan nilai resistansi stator untuk batas suhu lingkungan kerja yang diijinkan tidak berpengaruh pada respon kecepatan motor induksi tiga fasa.

5.2 Saran

Dari hasil pengerjaan Tugas Akhir, saran yang dapat diberikan adalah:

1. Pengembangan *vector control* selanjutnya dapat menggunakan metode *direct flux oriented control* untuk pengaturan kecepatan motor induksi.
2. Dari hasil penelitian ini, dapat dicoba untuk menerapkan kontroler adaptif *self tuning PI* pada *real plant* yang ada di industri.

Halaman ini sengaja dikosongkan

DAFTAR PUSTAKA

- [1]. Bose. B.K, "Modern Power Electronics and AC Drives", Prentice Hall Inc, 2002.
- [2]. Telford, D. M.W. Dunnigan, B.W. Williams,"A Self-Tuning Regulator for Induction Machine Vector Control",IEEE,2000
- [3]. Andrzej M. Trzynadlowski. "Control of Induction Motor". San Diego, USA : Academic Press. 2001.
- [4]. Vas, Peter, "Sensorless Vector and Direct Torque Control", Oxford University Press.1998.
- [5]. J. Astrom, Karl dan Hagglund, Tore, Advanced PID Control Instrument Society of America, North Carolina, 1995.
- [6]. Karl J. Astrom, Bjorn Wittenmark. "Adaptive Control". Prentice Hall PTR. 1999.
- [7]. Jhonson, Curtis D,"Process Control Instrumentation Technology", Prentice Hall. 2000.

Halaman ini sengaja dikosongkan

LAMPIRAN A

```
function [dids,diqs,didr,diqr,Te] =  
MotorInduksi(ids,iqs,idr,iqr,vds,vqs,vdr,vqr,we,  
wr,Rs)  
  
Ts=2e-5;  
Ls =0.274;  
Lr =0.274;  
Lm =0.258;  
Rr =3.805;  
P= 4;  
J = 0.031;  
Br = 0;  
V = 600;  
F = 60;  
  
v = [vds;vqs;vdr;vqr];  
i = [ids;iqs;idr;iqr];  
  
A = [Rs,-we*Ls,0,-we*Lm;  
      we*Ls,Rs,we*Lm,0;  
      0,-(we-wr)*Lm,Rr,-(we-wr)*Lr;  
      (we-wr)*Lm,0,(we-wr)*Lr,Rr];  
  
B = [Ls,0,Lm,0;0,Ls,0,Lm;Lm,0,Lr,0;0,Lm,0,Lr];  
  
di = (inv(B)*v)-(inv(B)*A*i);  
dids = di(1);  
diqs = di(2);  
didr = di(3);  
diqr = di(4);  
  
Te = (3/2)*(P/2)*Lm*((iqs*idr)-(ids*iqr));
```

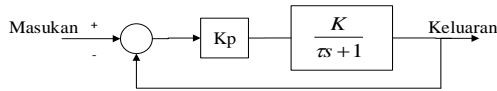
Halaman ini sengaja dikosongkan

LAMPIRAN B

1. Perhitungan Perancangan Kontroler PI dengan Metode Analitik

Terdapat beberapa metode perancangan kontroler PI yang dapat digunakan. Pada penelitian ini dipilih metode analitik untuk diterapkan. Dengan metode tersebut, nilai parameter K_p dan τ_i diperoleh melalui proses berikut.

- **Kontroler Proporsional**



$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{Kp \left(\frac{K}{\tau s + 1} \right)}{1 + Kp \left(\frac{K}{\tau s + 1} \right)}$$

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{\frac{K.Kp}{\tau s + 1}}{\frac{\tau s + 1 + K.Kp}{\tau s + 1}}$$

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{K.Kp}{\tau s + 1 + K.Kp}$$

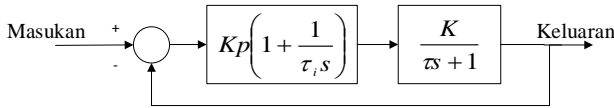
$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{\frac{K.Kp}{1 + K.Kp}}{\frac{\tau}{1 + K.Kp} s + 1}$$

$$\tau^* = \frac{\tau}{1 + K.Kp}$$

$$Kp = \frac{1}{K} \left(\frac{\tau}{\tau^*} - 1 \right)$$

- **Kontroler Proporsional Integrator**

Ada 2 kondisi pengaruh penambahan integrator pada respon sistem, yaitu apabila diberikan $\tau_i = \tau$ maka respon sistem berupa orde pertama. Jika diberikan $\tau_i \neq \tau$ maka respon sistem berupa respon orde kedua. Penjabarannya seperti berikut.



$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{Kp \left(1 + \frac{1}{\tau_i s} \right) \left(\frac{K}{\tau s + 1} \right)}{1 + Kp \left(1 + \frac{1}{\tau_i s} \right) \left(\frac{K}{\tau s + 1} \right)}$$

Jika dipilih $\tau_i = \tau$, maka :

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{Kp \left(\frac{\tau_i s + 1}{\tau_i s} \right) \left(\frac{K}{\tau_i s + 1} \right)}{1 + Kp \left(\frac{\tau_i s + 1}{\tau_i s} \right) \left(\frac{K}{\tau_i s + 1} \right)}$$

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{\frac{K.Kp}{\tau_i s}}{1 + \frac{K.Kp}{\tau_i s}}$$

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{\frac{\tau_i}{K.Kp} s + 1} \text{ persamaan orde pertama}$$

$$\tau^* = \frac{\tau_i}{K.Kp}$$

$$K_p = \frac{\tau_i}{K.\tau^*}$$

2. Perhitungan Metode Estimasi *Least Squares*

Model linier diskrit untuk sistem orde pertama :

$$y(k) + ay(k-1) = bu(k)$$

$$y(k) = -ay(k-1) + bu(k)$$

Model hasil estimasi pasti memiliki kesalahan terhadap model plant asli, sehingga dirumuskan :

$$Y = \varphi\theta + E$$

$$y(k) = [-y(k-1) \quad u(k)] \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix}$$

$$E = Y - \varphi\theta$$

Karena nilai kesalahan bisa positif maupun negatif, maka nilai tersebut dikuadratkan agar hasilnya positif.

$$E^T E = (Y - \varphi\theta)^T (Y - \varphi\theta)$$

$$E^T E = Y^T Y - \varphi^T Y \theta + Y^T \varphi \theta + \varphi^T \varphi \theta^2$$

$$E^T E = Y^T Y - 2\varphi^T Y \theta + \varphi^T \varphi \theta^2$$

Diharapkan diperoleh model dengan nilai kesalahan 0. Dipilih θ untuk meminimalkan kesalahan tersebut.

$$\frac{\partial(E^T E)}{\partial \theta} = 0$$

$$\frac{\partial(E^T E)}{\partial \theta} = -2\varphi^T Y + 2\varphi^T \varphi \theta = 0$$

$$2\varphi^T Y = 2\varphi^T \varphi \theta$$

$$\theta = (\varphi^T \varphi)^{-1} \varphi^T Y$$

3. Formulasi Perancangan Kontroler

Formulasi kontroler PI ditentukan oleh model estimasinya. Dari model estimasi dengan metode *Least Squares* diperoleh $\theta^T =$

$[a_1 \dots a_{na} b_0 \dots b_{nb}]$, sehingga dengan nilai a dan b tersebut dapat digunakan untuk merancang kontroler baru.

Model orde-1 diskrit ditunjukkan pada penurunan rumus berikut :

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{K}{\tau s + 1} \quad \text{dimana } s = \frac{2}{Ts} \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right)$$

$$\frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{K}{\frac{2\tau}{Ts} \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right) + 1}$$

$$\frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{K(1 + z^{-1})}{\frac{2\tau}{Ts} (1 - z^{-1}) + (1 + z^{-1})}$$

$$\frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{K(1 + z^{-1})}{\left(1 + \frac{2\tau}{Ts}\right) + \left(1 - \frac{2\tau}{Ts}\right)z^{-1}}$$

$$\left(1 + \frac{2\tau}{Ts}\right)y(k) + \left(1 - \frac{2\tau}{Ts}\right)y(k-1) = kx(k) + kx(k-1)$$

$$y(k) = \frac{1}{1 + \frac{2\tau}{Ts}} \left\{ -\left(\frac{2\tau}{Ts} - 1\right)y(k-1) + kx(k-1) \right\}$$

$$y(k) = -\frac{Ts - 2\tau}{2\tau + Ts} y(k-1) + \frac{kTs}{2\tau + Ts} x(k-1)$$

Bentuk umum diskrit orde pertama :

$$y(k) = -a_1 y(k-1) + b_0 x(k-1)$$

$$\tau = \frac{T_s(1 - a_1)}{2(a_1 + 1)} K = (2\tau + T_s) \cdot \frac{b_0}{T_s}$$

$$K = (2\tau + T_s) \frac{b_0}{T_s}$$

RIWAYAT PENULIS



Ferry Arvianto lahir di Sidoarjo, 27 September 1992. Merupakan anak ketiga dari 3 bersaudara pasangan Alm. Bapak M. Basir dan Ibu Rusminah. Penulis menamatkan pendidikan Sekolah Dasar di SDN Grogol, SMPN 1 Tulangan, dan SMA ANTARTIKA Sidoarjo. Setelah menamatkan jenjang SMA, penulis melanjutkan kuliah D3 Teknik Elektronika di Politeknik Negeri Batam. Setelah tamat dari D3 penulis melanjutkan pendidikan di S1 Teknik Elektro di Institut Teknologi Sepuluh Nopember (ITS) dengan mengambil konsentrasi Teknik Sistem Pengaturan. Pada tanggal 13 Juli 2017, Penulis mengikuti ujian Tugas Akhir sebagai syarat untuk menyelesaikan masa studi dan memperoleh gelar Sarjana Teknik di Departemen Teknik Elektro.

E-mail : Ferryarvianto27@gmail.com

